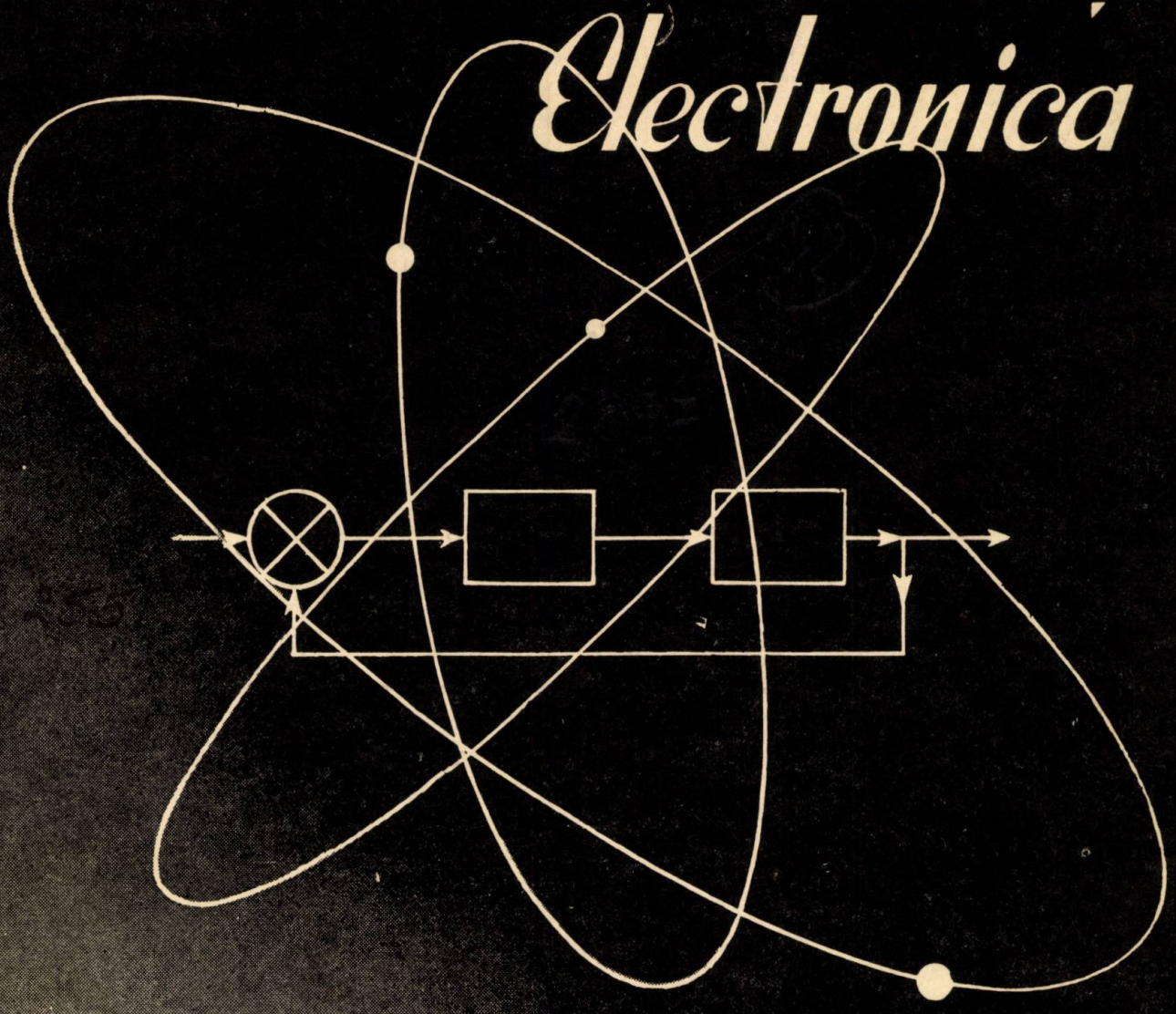
Automatica și Electronica



VOL. 6
1962
Nr. 1
IANUARIE
FEBRUARIE
P. 1 — 40
BUCUREȘTI

INGINERI și TEHNICIENI

Abonați-vă pe anul 1962

la revistele tehnice de specialitate, elaborate de Asociația Științifică a Inginerilor și Tehnicienilor în colaborare cu departamentele economice de resort. Revistele contribuie la ridicarea nivelului pregătirii profesionale a cadrelor tehnice din producție, învățămînt, cercetare și proiectare prin publicarea de articole și note privind ultimele realizări obținute în științele tehnice din țară și străinătate.

Apar:

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA
CELULOZĂ ȘI HÎRTIE
ELECTROTEHNICA
ENERGETICA
HIDROTEHNICA
INDUSTRIA LEMNULUI
INDUSTRIA TEXTILĂ
INDUSTRIA UȘOARĂ
METALURGIA ȘI CONSTRUCȚIA DE MAȘINI
PETROL ȘI GAZE
REVISTA DE CHIMIE
INDUSTRIA ALIMENTARĂ produse animale
INDUSTRIA ALIMENTARĂ produse vegetale
REVISTA MINELOR
REVISTA PĂDURILOR
REVISTA TRANSPORTURILOR
TELECOMUNICAȚII

și GAZETA „TEHNICA NOUĂ"

Costul unui abonament anual pentru ingineri și tehnicieni: Metalurgia și Construcția de Mașini 48 lei; celelalte reviste 30 lei; Gazeta „Tehnica Nouă" 26 lei; pentru biblioteci, instituții, cabinete tehnice etc. 100 lei la oricare revistă și 26 lei la gazeta „Tehnica Nouă". Plata se face prin cont virament nr. 070124 B.R.P.R. Filiala I. V. Stalin sau la casieria noastră, București, str. Ion Ghica nr. 3, et. I, Raionul T. Vladimirescu

E 2551

Automatica și Electronica

Vol. 6 (1962) nr. 1 (ianuarie-februarie), p. 1—40

CUPRINS

* * * : **Editorial**

CZ 621—50

CRISTESCU R. :

Utilizarea funcțiilor generalizate în studiul sistemelor automate cu semnale aleatoare

Automatica și Electronica **6** (1962) nr. 1, p. 1—3

Pentru a extinde teoria statistică a sistemelor de reglare automată și în cazul funcțiilor aleatoare generalizate, autorul precizează unele noțiuni auxiliare noi, noțiunea de „normă" a unui semnal, care extinde noțiunea restrînsă de medie pătratică. Se tratează, ca exemplu, problema eliminării unui zgomot alb de către un filtru electric.

CZ 621—523 : 621—525

HERȘCOVICI H., CĂLUȘIȚĂ M., ROISMAN W., NICA L., MĂRCUȚ I. :

Sistem unificat electrono-pneumatic pentru reglarea automată a proceselor industriale (partea I)

Automatica și Electronica **6** (1962) nr. 1, p. 4—11

Se descrie sistemul unificat de reglare automată a proceselor industriale elaborat de Institutul de cercetări electrotehnice. În prima parte a lucrării se expun caracteristicile generale ale sistemului și se face o descriere a blocului de comandă și reglare *PID*.

CZ 621.375.4.024

LANDAU I. :

Amplificatoare diferențiale de curent continuu cu transistoare

Automatica și Electronica **6** (1962) nr. 1, p. 12—18

CZ 621.396.6.001.4 : 621.317.79.087.4

CIULIN D. :

Dispozitiv semiautomat pentru controlul circuitelor electrice

Automatica și Electronica **6** (1962) nr. 1, p. 19—22

CZ 621.316.722.1.025

DUMITRESCU M., ANDREI A. :

Proiectarea stabilizatoarelor ferorezonante de tensiune alternativă

Automatica și Electronica **6** (1962) nr. 1, p. 22—29

CZ 621—523.6 : 621.317.733

NICA L. :

Proiectarea și realizarea punților Wheatstone de precizie cu termorezistențe utilizate în sistemul unificat de reglare tip CRA-160 ICET

Automatica și Electronica **6** (1962) nr. 1, p. 29—33

CZ 681.14 : 621.771.223—52

SIPOȘ I. :

Convertor analogie-numerie pozițional pentru convertirea coordonatelormecanismelor unui bluming

Automatica și Electronica **6** (1962) nr. 1, p. 33—38

CRONICĂ, p. 38—40

COMITETUL DE REDACȚIE

C. VAZACA (redactor responsabil), ing. P. DEAC, ing. GH. DECIANU, ing. I. PAPADACHE, prof. ing. C. I. PENESCU, ing. M. POPA, ing. S. SOCOL, conf. ing. R. STERE ing. I. SZEKELY, conf. ing. L. UZUN

Revista AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA, organ al Asociației Științifice a Inginerilor și Tehnicienilor din R.P.R. Editor: Asociația Științifică a Inginerilor și Tehnicienilor din R.P.R. Redacția și Administrația: București, Str. Ion Ghica Nr. 3, Raion Tudor Vladimirescu, Telefon: 14.15.95, 14.06.24. Redacția își rezervă toate drepturile privind lucrările precum și materialul grafic-ilustrativ apărut în revistă, cît și cele privitoare la traducerea în limbi străine. Se admit extrase sau comentarii numai cu indicarea completă a sursei. Revista apare o dată la două luni. Abonamentele se primesc la administrația revistei, la sediile filialelor ASIT din întreaga țară precum și la responsabilii cu presa din cercurile ASIT. Instituțiile și întreprinderile pot achita abonamentele pentru biblioteci și cabinete tehnice în contul nostru de virament: Publicațiile Tehnice ASIT 070124 B.R.P.R. Filiala I. V. Stalin. Tarif pentru întreprinderi: lei 100 anual; individual: lei 30 anual. Prețul unui exemplar: lei 5. Tiparul: Întreprinderea Poligrafică nr. 2. București.

Automatica și Electronica

REVISTĂ TEHNICO-ȘTIINȚIFICĂ DE AUTOMATICĂ, ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ ȘI TEHNICĂ NUCLEARĂ

ORGAN AL ASOCIAȚIEI ȘTIINȚIFICE A INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN R.P.R.

Vol. VI (pag. 1—40) Nr. 1, ianuarie-februarie București, 1962

MŰSZAKI KÖNYVTÁR ORSZÁGOS 1883

ROMULUS CRISTESCU *

Utilizarea funcțiilor generalizate în studiul sistemelor automate cu semnale aleatoare

În acest articol se consideră sisteme dinamice liniare și staționare ale căror semnale sînt funcții aleatoare ordinare sau generalizate **. Se precizează, din punct de vedere matematic, unele noțiuni utilizate în teoria reglării automate introducîndu-se, în particular, noțiunea de „normă" a unui semnal de ieșire — generalizare a momentului de ordinul doi. Se tratează, ca exemplu, problema eliminării unui zgomot alb de către un filtru electric.

1. Funcție pondere

Să considerăm un sistem dinamic cu o intrare și o ieșire ([2], cap. 12) descris de o ecuație de forma

$$P(D)\,y = x, \tag{1}$$

unde $x = x(t)$ este semnalul de intrare, $y = y(t)$ este semnalul corespunzător de ieșire, iar $P(D)$ este un operator diferențial liniar de ordinul n cu coeficienți constanți. Presupunem deocamdată că un semnal de intrare acționează începînd de la un moment t_0 (adică este nul pentru $t < t_0$) și este reprezentat de o funcție continuă.

După cum se știe ([1], p. 140) ecuația (1) posedă o soluție fundamentală, adică există o soluție $w(t)$ a ecuației

$$P(D)w = \delta \tag{2}$$

(avînd în membrul drept funcția delta), determinată cu excepția unei soluții a ecuației omogene

$$P(D)v = 0.$$

Pentru un sistem dinamic real, funcția $w(t)$, soluție a ecuației (2), care satisface „condiția de posibilitate fizică" $w(t) = 0$ pentru $t < 0$, poartă numele de funcție pondere (funcție pondere normală). În acest caz, legătura dintre semnale, în condiții inițiale nule, este dată de formula

$$y(t) = \int_0^t w(t-s)x(s)ds, \tag{3}$$

care ne dă o soluție a ecuației (1).

Se consideră însă și sisteme teoretice pentru care legătura dintre semnale este tot de forma unui produs de compoziție analog lui (3), dar „funcția pondere" $w(t)$ nu este supusă condiției de posibilitate fizică, integrala calculîndu-se în general pe toată dreapta.

Dacă în membrul drept al ecuației (1), funcția x ar fi o funcție generalizată (de exemplu o funcție generalizată cu suport mărginit ([1], p. 19) pe spațiul K, atunci soluțiile y ale acestei ecuații se exprimă cu ajutorul produsului general de compoziție ([1], cap. I, § 5),

$$y = w * x \tag{4}$$

(w fiind soluție fundamentală), formula (3) fiind un caz particular.

În cazul unui sistem dinamic descris de o ecuație de forma

$$P(D)y = Q(D)x, \tag{5}$$

unde $Q(D)$ este un operator diferențial liniar cu coeficienți constanți de ordinul m, legătura dintre semnale se exprimă de asemenea cu

---

* *R. Cristescu* este conferențiar la Facultatea de matematică și fizică a Universității C. I. Parhon din București.

** Cu notațiile din [1], fie K mulțimea tuturor funcțiilor reale $\varphi(t)$, definite pe toată axa reală, indefinit derivabile, și care se anulează în afara unui interval finit (care depinde de fiecare funcție $\varphi(t)$; mulțimea K este organizată ca spațiu liniar prin operațiile liniare naturale, precum și ca spațiu de convergență prin definiția următoare: șirul $\{\varphi_\nu(t)\}$ tinde la zero în spațiul K dacă există un interval finit $[\alpha, \beta]$, așa ca $\varphi_\nu(t) = 0$ pentru $t \in [\alpha, \beta]$, $\nu = 1, 2, \ldots$ iar $\varphi_\nu^{(\lambda)}(t) \xrightarrow[\nu\to\infty]{} 0$ uniform în $[\alpha, \beta]$ pentru $\lambda = 0, 1, 2, \ldots$ Convergența uniformă se înțelege pentru fiecare λ în parte. Spațiul K se numește spațiu fundamental, iar elementele lui K, funcții fundamentale. O funcție generalizată (pe K) este o funcțională liniară și continuă f pe spațiul K. Se notează prin (f, φ) valoarea funcționalei f în „punctul" $\varphi \in K$. Se notează prin K' spațiul funcțiilor generalizate. Se pot considera și alte „spații fundamentale" și deci alte spații de funcții generalizate. Pentru alte noțiuni, a se vedea [1].

ajutorul produsului de compoziţie. Dacă $m \geqslant n$, atunci chiar în cazul cînd x este o funcţie ordinară, legătura dintre semnale este de forma generală (4), w fiind o funcţie generalizată.

În afară de aceasta, în teoria reglării automate, problema găsirii unei „funcţii pondere optimale" nu se rezolvă de fapt numai cu ajutorul funcţiilor ordinare.

Este deci natural a se introduce următoarea definiţie a funcţiei pondere.

Fie dat un sistem dinamic cu o intrare şi o ieşire, ale cărui semnale sînt elemente ale unei mulţimi S de funcţii generalizate*. Dacă există o funcţie generalizată w, astfel încît pentru orice semnal x de intrare semnalul corespunzător de ieşire y să fie dat de formula (4), atunci w va fi numită *funcţie pondere* a sistemului. În ipoteza $\delta \in S$, funcţia pondere reprezintă răspunsul sistemului corespunzător semnalului de intrare δ.

Se va zice că funcţia pondere w este *normală* dacă w este o funcţie generalizată concentrată pe semiaxa pozitivă.

Un sistem dinamic pentru care există o funcţie pondere, astfel ca legătura dintre semnale să fie dată de (4), va fi numit *sistem staţionar cu funcţie pondere*. Un exemplu de astfel de sistem este un sistem descris de o ecuaţie de forma (1) sau de forma (5).

2. Semnale aleatoare

În teoria reglării automate se consideră sisteme dinamice ale căror semnale (semnale utile sau zgomote) sînt procese stohastice. Totuşi considerarea proceselor stohastice ordinare este insuficientă pentru rezolvarea problemelor care se pun. Se ştie, de exemplu, că în multe sisteme dinamice acţionează aşa-zisele „zgomote albe", care se definesc ca fiind procese stohastice de densitate spectrală constantă. Dacă $x(t)$ este un proces stohastic avînd funcţia de covarianţă $k_x(s)$, densitatea spectrală a funcţiei $x(t)$ este dată de formula :

$$l_x(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} k_x(s)\, e^{-i\omega s}\, ds\ .$$

Este evident că dacă funcţia $k_x(s)$ este o funcţie ordinară, $l_x(\omega)$ nu poate fi constantă.

Vom considera deci procese stohastice generalizate.

Un proces staţionar generalizat $f = f_\xi$, $(\xi \in E)$ va fi definit prin condiţiile ** :

1) f_ξ este, pentru ξ *fix*, o funcţie generalizată ;

2) (f_ξ, φ) este, pentru φ *fix*, o variabilă aleatoare de ξ, pe un spaţiu de probabilitate $(E, \mathcal{C}, P)$;

3) există valorile medii $\mathcal{M}[(f_\xi, \varphi)] = (m, \varphi)$ şi $\mathcal{M}[(f_\xi, \varphi)(f_\xi, \psi)] = n(\varphi, \psi)$, unde au loc egalităţile $(m, \varphi^s) = (m, \varphi)$, $n(\varphi, \psi) = n(\varphi^s, \psi^s)$, oricare ar fi s.

Dacă f este un proces staţionar generalizat, vom numi *covarianţa* lui f funcţia generalizată k, pentru care

$$(k, \varphi * \tilde{\psi}) = \mathcal{M}[(f, \varphi)(f, \psi)],$$

unde $\tilde{\psi}(t) = \psi(-t)$.

Fie F transformarea Fourier a unei funcţii generalizate ([1] Cap. II). Densitatea spectrală l a unui proces staţionar generalizat de corelaţie k va fi definit prin egalitatea

$$l = 2\pi F^{-1}(k).$$

Avem totodată :

$$k = \frac{1}{2\pi} F(l),$$

deci, dacă procesul este un zgomot alb * de spectru l_0, atunci $k = l_0 \delta$.

Dacă un sistem dinamic are funcţia pondere w, atunci prin $y = w * x$ vom înţelege, în cazul semnalelor aleatoare, că $y_\xi = w * x_\xi$ pentru fiecare ξ.

3. Norma unui semnal de ieşire

Vom considera următorul „produs" $< f, g >$ între anumite funcţii f, g :

1) dacă f, g sînt funcţii generalizate regulate, corespunzătoare respectiv funcţiilor $f_0(t)$ şi $g_0(t)$, atunci

$$< f, g > = < g, f > = \int_{-\infty}^{\infty} f_0(t)\, g_0(t)\, dt$$

dacă integrala din ultimul membru există ;

2) dacă f este o funcţie generalizată oarecare, iar φ o funcţie fundamentală, atunci

$$< f, \varphi > = < \varphi, f > = (f, \varphi) ;$$

3) dacă ψ este o funcţie ordinară definită pe toată dreapta, atunci **

$$< \delta^s, \psi > = < \psi, \delta^s > = \psi(s),$$

unde δ^s este translatata funcţiei δ ([1], p. 17).

Să considerăm acum un sistem dinamic cu funcţia pondere w. Fie ca semnal de intrare un proces staţionar (generalizat) x şi fie la ieşire un semnal y de acelaşi tip. Fie k_x covarianţa procesului x. Expresia

$$N = < w, w * k > \qquad (6)$$

(în cazul cînd are sens) se va numi *norma* semnalului $y = w * x$.

În cazul funcţiilor ordinare, formula se reduce la

$$N = \int w(t)\, dt \int w(s)\, k_x(t - s)\, ds, \qquad (7)$$

---

* Presupunem că este vorba de funcţii generalizate pe spaţiul K. Spaţiul K poate fi însă înlocuit şi cu alte spaţii fundamentale.

** Procese staţionare generalizate au fost definite şi de I. M. Gelfand [3]. În definiţia noastră dăm alte condiţii de staţionaritate. Vom nota prin $\mathcal{M}[g]$ valoarea medie a lui g. Pentru o funcţie $\varphi \in K$, vom nota prin φ^s funcţia $\varphi^s(t) = \varphi(t+s)$

* „Zgomotul alb" poate fi definit şi într-un mod mai general. Nu ne vom opri asupra acestui lucru în prezentul articol.

** Condiţia (3) rezultă din condiţia (2) pentru toate funcţiile fundamentale.

unde, cu ipoteza de posibilitate fizică, integralele sînt calculate pe semiaxa pozitivă. Formula (7) reprezintă, după cum se ştie (a se vedea de ex. [4] cap. 5, 5.3), momentul de ordinul doi al semnalului de ieşire. Se poate arăta că această semnificaţie a lui N se păstrează şi în alte cazuri.

Norma semnalului de ieşire indică în diferite cazuri calitatea sistemului în raport cu scopul său. Astfel, pentru un sistem destinat diminuării unui zgomot, vom cere ca norma răspunsului la zgomot să fie minimă sau să nu depăşească o valoare dată.

Exemplul 1. Să considerăm un filtru de joasă frecvenţă RC şi să găsim cea mai mică constantă $T = RC$, aşa ca norma semnalului de ieşire corespunzătoare unui zgomot alb de spectru l_0 la intrare să nu depăşească un număr λ.

Se ştie că funcţia pondere a filtrului de joasă frecvenţă RC este

$$w(t) = \begin{cases} \frac{1}{T} e^{-\frac{t}{T}} & \text{pentru } t \geqslant 0 \\ 0 & \text{pentru } t < 0. \end{cases} \tag{8}$$

Avem

$$w * k_x = w * (l_0\, \delta) = l_0\, w$$

şi deci

$$N = < w,\ w * k_x > = < w,\ l_0 w > =$$

$$= l_0 \frac{1}{T^2} \int_0^\infty e^{-2\frac{t}{T}}\, dt = \frac{l_0}{2T},$$

de unde rezultă condiţia $T = l_0/2\lambda$ şi problema este rezolvată.

Să considerăm acum un sistem dinamic în care se prezintă semnale utile şi zgomote, ambele fiind presupuse procese stohastice staţionare generalizate. Semnalul util şi zgomotul se pot prezenta la intrări diferite. Fie u semnalul util, iar z zgomotul. Fie w_u funcţia pondere a elementului care primeşte semnalul util, iar w_z funcţia pondere a elementului care primeşte zgomotul. Fie de asemenea w_i funcţia pondere ideală (a se vedea şi [4], cap. 5). Se ştie, de exemplu, că în cazul unui filtru avem $w_i = \delta$. În cazul sistemelor de extrapolare $w_i = \delta^T$, iar în cazul sistemelor de interpolare $w_i = \delta^{-T}$.

Eroarea este dată de formula

$$\varepsilon = (w_0 * u) + (w_z * z),$$

unde $w_0 = w_u - w_i$. Dacă semnalul util şi zgomotul sînt necorelate, pentru norma lui ε vom lua expresia

$$N_\varepsilon = < w_0,\ w_0 * k_u > + < w_z,\ w_z * k_z >. \tag{9}$$

Problema care se pune pentru sistemul considerat este următoarea : cunoscîndu-se funcţia w_i, să se găsească funcţiile w_u şi w_z, aşa ca norma N_ε a erorii să fie minimă sau să nu depăşească anumite limite.

Exemplul 2*. Să considerăm iarăşi un filtru de joasă frecvenţă RC şi să presupunem că avem ca semnal util o funcţie reală de forma

$$u(t) = a \sin (\lambda t + \mu),\ (a > 0).$$

Semnalul de intrare va fi presupus de forma $x = u + z$, unde z este un zgomot alb de spectru l_0.

Funcţiile de covarianţă sînt :

$$k_u(t) = \frac{a^2}{2} \cos \lambda t,\quad k_z = l_0\, \delta.$$

Funcţiile w_u şi w_z sînt identice şi au expresiile (8), iar $w_i = \delta$. Vom nota $q = 1/T$.

Se verifică imediat că

$$w_u * k_u = \frac{q a^2}{2} \cdot \frac{q \cos \lambda t + \lambda \sin \lambda t}{q^2 + \lambda^2}$$

$$w_i * k_u = \frac{a^2}{2} \cos \lambda t,$$

de unde se obţine expresia lui $w_0 * k_u = w_u * k_u - w_i * k_u$.

Se verifică apoi că

$$< w_u,\ w_0 * k_u > = \int_0^\infty w_u(t)\, (w_0 * k_u)\, (t)\, dt = 0. \tag{10}$$

Avem apoi

$$< w_i,\ w_0 * k_u > = < \delta,\ w_0 * k_u > =$$

$$= (w_0 * k_u)\, (0) = -\frac{a^2}{2} \cdot \frac{\lambda^2}{q^2 + \lambda^2}. \tag{11}$$

Din (10) şi (11) deducem

$$< w_0,\ w_0 * k_u > = \frac{a^2}{2} \cdot \frac{\lambda^2}{q^2 + \lambda^2}. \tag{12}$$

Pe de altă parte

$$w_z * k_z = w_z * l_0 \delta = l_0 w_z$$

şi mai departe

$$< w_z,\ w_z * k_z > = l_0 q^2 \int_0^\infty e^{-2qt}\, dt = \frac{l_0 q}{2}. \tag{13}$$

Din (12) şi (13) rezultă în definitiv :

$$N_\varepsilon = \frac{a^2}{2} \cdot \frac{\lambda^2}{q^2 + \lambda^2} + \frac{l_0 q}{2}.$$

Găsirea valorii lui q pentru care N_ε este minimă se face apoi prin metode elementare.

BIBLIOGRAFIE

[1] Тельфанд, И. М. и Милов, *Обобшенные функции* в 1, Москва, 1959.

[2] Пугачев, В. С. *Теоря случейных функций и её применение к задачам автоматического управления*, Москва, 1960.

[3] Тельфанд, И. М. *Обобшенные случаные процезсы*, Д.А.Н., **100** (1955), 853—856.

[4] Laning J. H., şi Battin R. H., *Random processes in automatic control*. New-York, 1956.

* Un exemplu asemănător, însă tratat în alt mod, se găseşte în [4].

HARRI HERŞCOVICI, MIOARA CĂLUŞIŢĂ, WILHELM ROISMAN,
LUCIAN NICA, IOSIF MĂRCUŢ *

Sistem unificat electrono-pneumatic pentru reglarea automată a proceselor industriale (Partea I)

Institutul de cercetări electrotehnice a abordat în ultimul timp problema construcției aparaturii necesare în reglajul automat al proceselor industriale.

Abordarea acestei probleme este justificată economic de numărul mare de aparate necesare pentru nevoile interne, atît pentru modernizarea instalațiilor industriale vechi cît și pentru dotarea cu echipamentul necesar a instalațiilor noi. De asemenea, cheltuielile investite în cercetare și apoi în fabricarea aparaturii de reglare automată se amortizează de ajuns de repede pe baza măririi productivității instalațiilor, măririi randamentului fabricației, creșterii duratei de serviciu, reducerii personalului de deservire și îmbunătățirii și uniformizării calității produselor.

Activitatea de cercetare depusă pentru elaborarea aparaturii de reglare automată a fost îndreptată pentru rezolvarea următoarelor probleme :

a) tipul aparaturii, respectiv natura elementului de transfer al semnalelor ;

b) caracteristica constructivă.

În legătură cu prima problemă, natura elementului de transfer, pe plan mondial se constată existența a două mari tipuri de regulatoare, distanțate sensibil de celelalte, regulatoare electronice și regulatoare pneumatice, fiecare din ele prezentînd avantajele și dezavantajele cunoscute [34].

Regulatoarele moderne, care în ultimele două decenii au cîștigat din ce în ce mai mult teren, tind să unească calitățile regulatoarelor electronice cu cele ale elementelor de execuție pneumatice, dezvoltînd așa-numitele regulatoare electrono-pneumatice, la care măsurarea parametrului, comparația cu referința, amplificarea operațională se fac prin metode electronice, în timp ce elementul de execuție folosit este cel pneumatic.

Aparatura realizată de ICET se axează pe aceeași linie. Așa cum se obișnuiește, regulatorul ICET va putea deservi și acționarea prin servomotor electric, această metodă fiind avantajoasă în cazul multor industrii.

Pentru specificul industriei noastre, dotată azi cu elemente semiconductoare și cu piese radio de fabricație românească, realizarea unui echipament de serie electronic este mai avantajoasă decît a unuia pneumatic. De asemenea, experiența și literatura indică faptul că o aparatură electronică fabricată cu elemente amplificatoare de durabilitate mare cere o întreținere mai ușoară decît un echipament realizat cu dispozitive de mecanică fină [34].

Regulatorul electrono-pneumatic ICET a fost însă astfel conceput, încît să permită și cuplările speciale de tipul măsurare electronică - reglare pneumatică (cazul reglării temperaturilor ridicate), sau măsurare pneumatică - reglare electronică (cazul mediilor periculoase și al distanțelor mari sau al folosirii unor mașini de calculat electronice), aceasta pentru a crea cît mai multe posibilități de trecere de la un anumit sistem de reglare la celălalt.

În ceea ce privește a doua problemă, s-a adoptat procedeul numit „baukasten", adică construcția aparaturii din blocuri funcționale independente și interschimbabile [34]. Aceste blocuri îndeplinesc funcții de adaptare pentru semnalele diferite și de nivel mic ale traductoarelor, sau pentru elementele de execuție de puteri și natură diferite, funcții de amplificare operațională pentru obținerea unei caracteristici anumite de reglare, sau funcții de programare, înregistrare, indicare, alarmă etc. Grupate după diferite scheme, aceste blocuri independente pot rezolva problemele de reglare cele mai variate [34]. Un astfel de complex de aparate formează ceea ce se numește un sistem unificat de reglare automată.

Un sistem unificat de reglare oferă posibilitatea unei fabricații de serie mult mai ușoară și mai ieftină, dă complexului o mare suplețe în ceea ce privește obiectivele ce pot fi atinse, creează posibilitatea unei depanări ușoare și rapide și necesită cantități mici de blocuri de rezervă.

Aparatura de reglare automată tip ICET, construită pe principiul sistem unificat de reglare, urmează să fie compusă în principal din următoarele aparate (fig. 1) :

A. Blocul de comandă și reglare conținînd elementul de comparație, dispozitivul de referință, amplificatoarele proporțional, integral și diferențial și dispozitivul de comandă manuală.

B. Blocuri adaptoare de intrare, și anume :

1) adaptor pentru termocuple,
2) adaptor pentru termorezistențe,
3) adaptor pentru traductoare de presiuni,
4) adaptor pentru traductoare de debite,

* Ing. *H. HERȘCOVICI* este șeful laboratorului de regulatoare automate, ing. *M. CĂLUȘIȚĂ* și *I. MĂRCUȚ* sînt cercetători, iar ing. *W. ROISMAN* și *L. NICA* sînt cercetători stagiari în laboratorul de regulatoare automate al I.C.E.T.

5) adaptor pentru traductoare de nivel,
6) adaptor pentru *p*H-metru,
7) adaptor pentru traductoare de concentraţii.

C. Blocuri adaptoare de ieşire, şi anume :

1) adaptor pentru servomotoare electrice,
2) adaptor electropneumatic pentru servomotoare pneumatice.

D. Diverse blocuri, ca :

1) element de execuţie cu servomotor electric şi traductor de poziţie,
2) bloc pentru programare.

construite cu transistoare cu germaniu (în special în cazul adaptoarelor pentru termocuple), spre a asigura liniaritatea şi stabilitatea necesară, şi în acelaşi timp este o valoare suficient de mică pentru ca tensiunile de linie să fie coborîte, ceea ce este avantajos în cazul mediilor periculoase.

Domeniul de lucru a fost limitat în jos la 2 mA, şi nu la curent zero, deoarece prin această alegere :

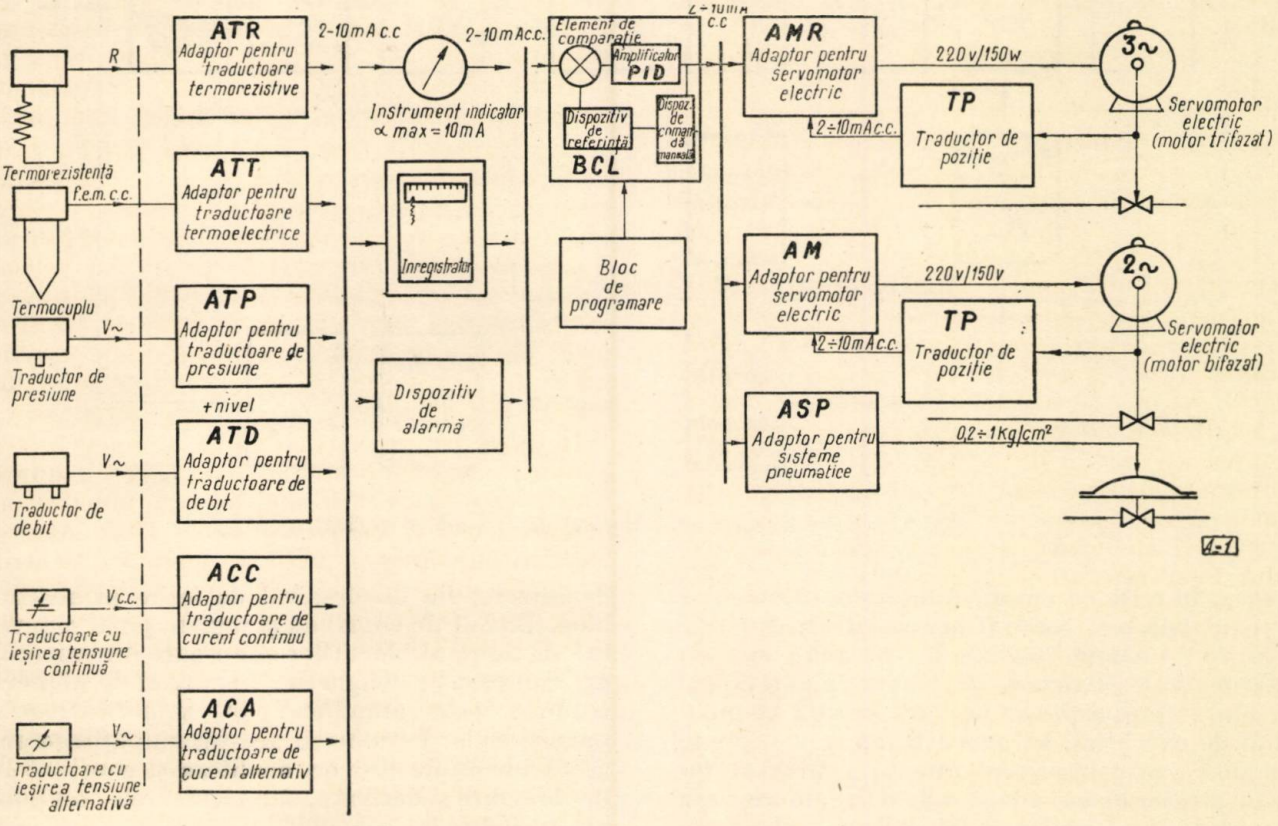


Fig. 1. Sistem unificat de reglare automată.

Din această serie de aparate au fost elaborate în faza prototip blocurile A, B_1, B_2, C_1, C_2, D_1, iar blocurile B_3 şi D_2 sînt în faza de model experimental.

Aparatura ICET urmează a se cupla în scheme cu traductoarele de fabricaţie „Automatica".

Din punct de vedere electric, parametrii esenţiali care caracterizează oricare aparat al sistemului unificat de reglare sînt semnalele de intrare şi ieşire. Aceste semnale se standardizează pentru întreaga serie de aparate, ele creînd tocmai prin aceasta posibilitatea construcţiei complexului din blocuri interschimbabile.

La construcţia sistemului de reglare tip ICET s-a ales ca parametru standard curentul continuu variind între 2—10 mA.

Valoarea de 10 mA a fost determinată de faptul că, fiind suficient de mare, nu cere coeficienţi de amplificare prea mari schemelor

a) se micşorează nepreciziile datorite instabilităţii zeroului ;

b) se obţine un raport între valorile cap de domeniu de 1/5, ceea ce corespunde raportului 0,2—1 kgf/cm², folosit în cele mai multe sisteme de reglare pneumatice, fapt care permite cuplarea directă a elementelor sistemului ICET cu elemente pneumatice standardizate ;

c) nu se pun probleme speciale schemei electronice pentru obţinerea unei bune liniarităţi în jurul zeroului.

Sînt de precizat cîteva consideraţii generale asupra elementelor componente ale sistemului.

În primul rînd, modul de interconectare serie a aparatelor a avut drept consecinţă faptul că toate blocurile, exceptînd blocul adaptor de ieşire, sînt elaborate pe bază de sisteme cu reacţie negativă pentru a obţine funcţionarea cu o rezistenţă de sarcină variabilă între zero şi 1 kΩ. Drept consecinţă cuplarea blocurilor

între ele se poate face într-un mare număr de posibilităţi. Astfel în schema din figura 2 se mai pot intercala, în serie cu circuitul de intrare al blocului de comandă, unul sau mai multe instrumente indicatoare situate în blocuri diferite sau încă un alt bloc de comandă. De asemenea, în serie cu circuitul de ieşire al blocului de comandă mai poate fi intercalat un al doilea bloc de comandă (reglare în cascadă), sau un instrument suplimentar de indicare a curentului de ieşire (proporţional deci cu poziţia elementului de execuţie). În plus schema se mai poate simplifica prin înserierea directă a adaptorului de intrare cu blocul adaptor de ieşire, în care caz se obţine un regulator tripoziţional. De asemenea, blocurile adaptoare de intrare, împreună cu un instrument de măsură (sau înregistrare) corespunzător, pot fi folosite ca aparate de măsurare a unor parametri tehnologici. Datorită faptului că impedanţa de ieşire a acestor blocuri poate varia în limite foarte largi, ele pot fi folosite în telemăsura la distanţă mică şi medie.

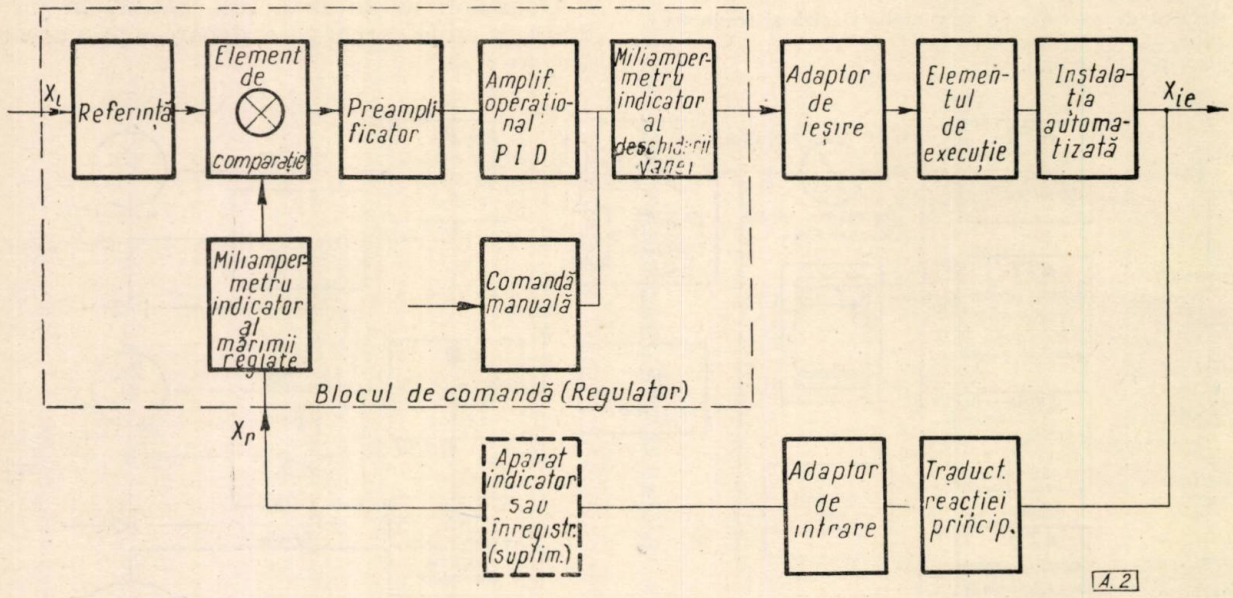


Fig. 2. Schema de montare a blocului de comandă şi reglare.

Toate circuitele de interconectare a blocurilor lucrează cu tensiuni coborîte. În cazul încărcării circuitelor la valoarea maximă de rezistenţă (1 kΩ), tensiunea pe linie capătă valoarea de 10 V, valoare admisibilă din punct de vedere al tehnicii securităţii chiar şi în medii cu periculozitate ridicată.

Înlocuind adaptorul de ieşire pentru servomotor electric cu adaptorul electropneumatic, cu ajutorul schemei din figura 2 se pot comanda elementele de execuţie pneumatică. Cuplarea directă a unui bloc adaptor de intrare cu adaptorul electropneumatic permite trecerea de la un traductor electric la un sistem de reglare pneumatic.

Ţinînd seamă de funcţia îndeplinită de fiecare bloc din bucla de reglare, se pot deduce elementele care au stat la baza proiectării.

Elementul central al aparaturii îl constituie, evident, blocul de comandă şi reglare. Restul aparatelor se conectează în serie fie în circuitul de intrare, fie în circuitul de ieşire al acestui bloc. Blocul de comandă şi reglare preia semnalul de ieşire al blocurilor adaptoare într-un etaj de comparaţie magnetic. Semnalul de abatere rezultat este amplificat în amplificatoarele operaţionale. Parametrii acestor amplificatoare, adică banda de proporţionalitate şi constantele de integrare şi derivare, sînt elementele esenţiale ale blocului de comandă.

Blocul de comandă a trebuit studiat de asemenea în scopul obţinerii unei funcţionări cît mai stabile, prin reducerea la minimum a derivei în timp şi a instabilităţii cu variaţiile tensiunii de reţea a amplificatoarelor.

Funcţionarea tuburilor electronice în regim semielectrometric, precum şi alimentarea de la reţea prin stabilizatoare au redus sursele de instabilitate la un nivel acceptabil.

În ceea ce priveşte blocurile adaptoare de intrare, caracteristicile lor principale trebuie să fie stabilitatea, liniaritatea şi precizia, deoarece aceste blocuri folosesc, pe de o parte, la măsura sau înregistrarea variaţiei parametrului reglat şi, pe de altă parte, aceste aparate fiind conectate chiar în circuitul de reacţie globală a instalaţiei, indicaţia lor falsă însemna de fapt reglarea incorectă a parametrului tehnologic. Aceste blocuri fiind executate integral cu transistoare cu germaniu, problema stabilităţii la variaţia temperaturii mediului ambiant a trebuit studiată foarte atent.

Pentru mărirea preciziei de măsură şi reglare a sistemului, domeniul de lucru al adaptoarelor este divizat în game de măsură.

Astfel, adaptorul pentru termocuple acoperă domeniile :

200—600°C pentru termocuplul de Fe-Constantan în 3 game ;
350—1 100°C pentru termocuplul de Cromel-Alumel în 4 game ;
500—1 300°C pentru termocuplul de PtRh-Pt în 1 gamă,

iar adaptorul pentru termorezistenţe, acoperă domeniile :

50—550°C pentru termorezistenţa de platin în 5 game :
50... + 150°C pentru termorezistenţa de cupru în 7 game.

Domeniile şi gamele de lucru pot fi modificate în fabricaţie, după necesităţile beneficiarului, prin simpla modificare a rezistenţelor punţii Wheatstone. Construcţia îngrijită a circuitului de intrare şi reacţia negativă globală utilizată au avut drept consecinţă coborîrea erorilor de neliniaritate, de comutare a gamelor de măsură şi eroarea cu variaţia rezistenţei de sarcină la valori sub 0,3%.

În ce priveşte adaptoarele pentru presiuni şi debite, acestea se studiază în ipoteza unor traductoare primare avînd ca mărime de ieşire o deplasare mecanică. Constructiv ele se elaborează de aşa manieră, încît pot fi cuplate fără modificări la orice tip de traductor avînd ca mărime de ieşire o deplasare mecanică şi o forţă axială de minimum 2 g. La aceste adaptoare, o atenţie deosebită se acordă micşorării frecărilor din traductorul de deplasare. Utilizînd un traductor de tip transformator diferenţial, această cerinţă a putut fi satisfăcută uşor, fără nici o complicaţie constructivă.

Parametrul esenţial al blocului adaptor de ieşire pentru servomotor electric este zona de insensibilitate. Pentru micşorarea acestei zone trebuie acordată atenţie sensibilităţii aparatului. Valoarea obţinută este de $\pm$ 200 μA, adică de numai 2% din valoarea semnalului de intrare la cap de scală.

Blocul adaptor de ieşire este cuprins într-un sistem de urmărire local, care înglobează acest bloc împreună cu blocul de execuţie cu servomotor electric şi traductor de poziţie. Datorită acestui fapt, amplificarea globală a acestui sistem local este egală cu unitatea, iar deplasarea elementului de execuţie urmăreşte fidel variaţia curentului de ieşire al blocului regulator.

Blocul adaptor de ieşire a fost studiat în două variante : prima variantă (AM), integral, cu transistoare pentru acţionarea servomotoarelor bifazate şi a doua variantă (AMR) cu transistoare şi relee electromagnetice pentru acţionarea servomotoarelor trifazate.

S-a definitivat numai modelul AMR deoarece prezintă o serie de avantaje importante, asupra cărora vom mai reveni.

Adaptorul electropneumatic este un element simplu şi robust, deoarece în exploatare se utilizează în condiţii exterioare destul de grele. Cerinţele de liniaritate şi de stabilitate cu variaţia presiunii aerului de alimentare şi cu temperatura mediului ambiant impuse acestui aparat sînt de ajuns de serioase, ţinînd seamă de eventuala sa utilizare cuplat între un adaptor de intrare electronic şi un regulator pneumatic. Realizarea tuturor dezideratelor de mai sus s-a făcut pe baza dotării elementului cu o reacţie negativă realizată pe cale pneumatică. Datorită acestui fapt construcţia convertizorului a putut fi realizată într-o formă foarte simplă şi compactă. Liniaritatea obţinută este de $\pm$ 0,5%.

Alimentarea tuturor blocurilor sistemului se face de la reţea direct în punctele unde sînt montate. Pentru înlăturarea efectelor instabilităţii tensiunii de reţea, fiecare bloc este prevăzut cu un stabilizator ferorezonant. S-a prevăzut stabilizarea locală a fiecărui bloc şi un stabilizator central, pentru a da blocurilor o mai mare mobilitate, ele putînd fi conectate local la reţea, fără circuite speciale suplimentare. Faptul că parametrul electric standard al sistemului este curentul continuu, şi nu tensiunea alternativă, nu pune probleme de fază, astfel că o alimentare comună a tuturor blocurilor nu este justificată. În plus, stabilizatoarele locale asigură şi o precizie superioară, în special, blocurilor adaptoare de intrare şi blocului de comandă.

Din punct de vedere constructiv s-au adoptat două soluţii : una pentru blocul de comandă şi alta pentru blocurile adaptoare. Blocul de comandă a fost construit ca aparat de panou, cu etajele P, PI şi D sub forma unor sertare deconectabile, astfel ca aparatul să poată fi utilizat ca regulator PID, PI, PD sau P. De asemenea există un sertar pentru comanda manuală şi mărimea de referinţă. A fost prevăzut în actuala construcţie, pe panoul blocului şi instrumentul indicator al mărimii parametrului tehnologic controlat (în serie cu ieşirea adaptorului de intrare şi cu intrarea blocului de comandă). Blocurile adaptoare, în schimb, au fost construite ca aparate cu utilizare în condiţii mai grele ; de aceea s-au prevăzut cutii etanşe. Aceste cutii nu sînt prevăzute cu fuzibil, întreruptor sau lampă de semnalizare, pentru a nu solicita în montare posibilităţi de acces care sînt greoaie din cauza etanşeităţii. Elementele de control necesare urmează a fi prevăzute pe panourile de distribuţie a energiei electrice la locul de utilizare.

Blocul de comandă şi reglare tip BCL

Blocul de comandă şi reglare cuprinde următoarele subansambluri : dispozitivul de referinţă elementul de comparaţie, amplificatorul operaţional şi dispozitivul de comandă manuală.

În sistemele simple de reglare a unui singur parametru, blocul de comandă se montează ca în figura 2. Valoarea dorită x_i a mărimii reglate se fixează cu dispozitivul de referinţă. La ieşirea

acestui element se obţine mărimea de referinţă sub forma unui curent continuu proporţional cu valoarea dorită a mărimii de reglat. Intrarea blocului de comandă şi reglare o constituie x_i, mărimea reacţiei principale a sistemului, care este curentul standard de 2—10 mA.

În cazul reglărilor complexe, blocul de comandă poate primi semnalele de la două, trei sau patru blocuri adaptoare (cînd este sensibil la media semnalelor) sau semnalul de ieşire al unui alt bloc de comandă.

O parte din parametrii blocului de comandă au fost stabiliţi o dată cu precizarea tipului şi parametrilor globali ai sistemului de reglare adoptat de ICET, deoarece sînt comuni tuturor blocurilor (mărimea semnalelor de intrare şi de ieşire, impedanţa de intrare şi de ieşire etc.). O altă parte, care afectau numai blocul de comandă, au fost stabiliţi în funcţie de datele din literatură şi posibilităţile practice [1, 2, 3]. Astfel:

a) Mărimea de intrare şi mărimea de ieşire variabile între 2—10 mA au fost alese avantajos pentru blocul de comandă. Acest curent este suficient de mare ca, aplicat la intrarea unui bloc magneto-electronic robust, prevăzut cu reacţie negativă, să permită compararea cu semnalul de referinţă sau însumarea cu alte semnale, fără probleme de zgomot sau de interinfluenţe cu diversele blocuri ale căror semnale se adună. Ca semnal de ieşire, curentul de 2—10 mA este suficient de mic ca să permită utilizarea ca tub final a unei jumătăţi de dublă triodă de fabricaţie curentă, ceea ce simplifică schema electronică, scade numărul de tuburi necesar şi măreşte astfel siguranţa în funcţionare.

b) Impedanţa de intrare mică (300 Ω) poate fi uşor realizată, datorită semnalului de intrare suficient de mare.

c) Impedanţa de sarcină, variind între 0 şi 1 000 Ω, poate fi asigurată uşor de un montaj cu reacţie negativă cu tuburi sau transistoare.

d) Funcţia de transfer aleasă pentru regulatorul *PID* elaborat de ICET este de forma:

$$(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{s T_i}\right)(1 + s T_d), \qquad (1)$$

unde:

K_p este factorul de amplificare, definit şi ca bandă de proporţionalitate $BP = \frac{100}{K_p}$ şi caracterizează comanda proporţională a regulatorului;

T_i — timpul de integrare şi caracterizează comanda integrală;

T_d — timpul de derivare şi caracterizează — comanda derivativă.

S-a ales pentru banda de proporţionalitate o gamă normală de variaţie între 2,76 şi 200 % şi de asemenea o gamă extinsă între 5,4 şi 400 % [1, 2, 3, 4].

În ce priveşte limita superioară a constantei de timp T_i, se constată din literatură şi diverse prospecte [1, 4] că valoarea de 30 min este rar depăşită. S-a ales limita superioară T_i de 30 min, rămînînd ca pentru procese mai lente să se mărească, la cerere, valoarea capacităţii circuitului de integrare sau să se utilizeze reglarea în cascadă. Ca valoare minimă s-a ales $T_i = 3$ s. Banda de 3 s — 30 min este acoperită cu trei variante constructive, care diferă între ele prin valoarea capacităţii de integrare.

Pentru constanta de timp T_d, s-a socotit satisfăcătoare o gamă de variaţii între 3 s şi 8,33 min (500 s).

Precizia reglării este afectată în primul rînd de precizia elementului de referinţă şi de comparaţie şi de constanta lor în timp, în al doilea rînd de menţinerea în timp a constantelor T_i şi T_d, de derivă, liniaritate, constanţa amplificării (*sp*), precizia etalonării constantelor T_i şi T_d etc.

Constantele de timp de integrare şi derivare se realizează cu rezistenţe de valori mari (de la sute de k Ω la sute de M Ω), care prezintă o precizie de etalonare de ± 20 % [4]. Necesitatea de a utiliza numai valori standardizate de rezistenţe face ca banda de proporţionalitate şi constantele de timp T_i şi T_d să fie reglate independent, cu o precizie de numai 20 %. Varierea parametrilor (K_p, T_i, T_d) se face în progresie geometrică. Avînd în vedere precizia posibilă de etalonare şi necesităţile din exploatare, s-a ales raţia acestei progresii de 1,5. Menţionăm că, întrucît la calculul sistemului de reglare nu se pot prevedea parametrii necesari pentru regulator cu o precizie prea bună, urmînd să se facă ajustările definitive pe instalaţia automatizată, nu are sens complicarea regulatorului pentru o precizie superioară. Menţinerea în timp a parametrilor va depinde numai de menţinerea în timp a valorii rezistenţelor utilizate.

Descrierea schemelor de principiu

a) *Elementul de comparaţie şi preamplificatorul*

Intrarea blocului de comandă se face pe un modulator magnetic [7, 8]. Modulatorul constă din două transformatoare cu mai multe înfăşurări. Pentru miez s-au folosit tole U şi I de Mopermaloy. S-a ales aliajul de Mopermaloy, deoarece are o permeabilitate mare la semnale mici (sensibilitate bună) şi necesită după ştanţare un tratament termic care nu este prea critic.

Preamplificatorul electronic, realizat cu 1/2 ECC83 şi 1/2 ECC84, are amplificarea în curent alternativ de circa 1 000.

Elementul de comparaţie magnetic şi preamplificatorul electronic sînt cuprinse într-o buclă de reacţie negativă pentru mărirea stabilităţi şi liniarităţii montajului.

Amplificatoarele operaţionale s-au construit pe baza relaţiei (1), deoarece se obţine avantajul

unei scheme cu număr mic de tuburi şi cu o stabilitate mai bună la perturbaţii.

S-a ales soluţia cuplării în cascadă a amplificatorului derivativ cu amplificatorul proporţional-integral, deoarece permite simplificarea construcţiei comutatoarelor pentru varierea parametrilor k, T_i, T_d.

legile lui Kirchhoff acestui montaj şi făcînd calculele, se obţine :

$$Y(s) = \frac{U_{ie}(s)}{U_i(s)} = \frac{-A(R_2 + R_3)}{(1-A)R_1 + R_2 + R_3} \cdot \frac{1 + sT_d}{1 + s\frac{T_d}{a}}, \quad (2)$$

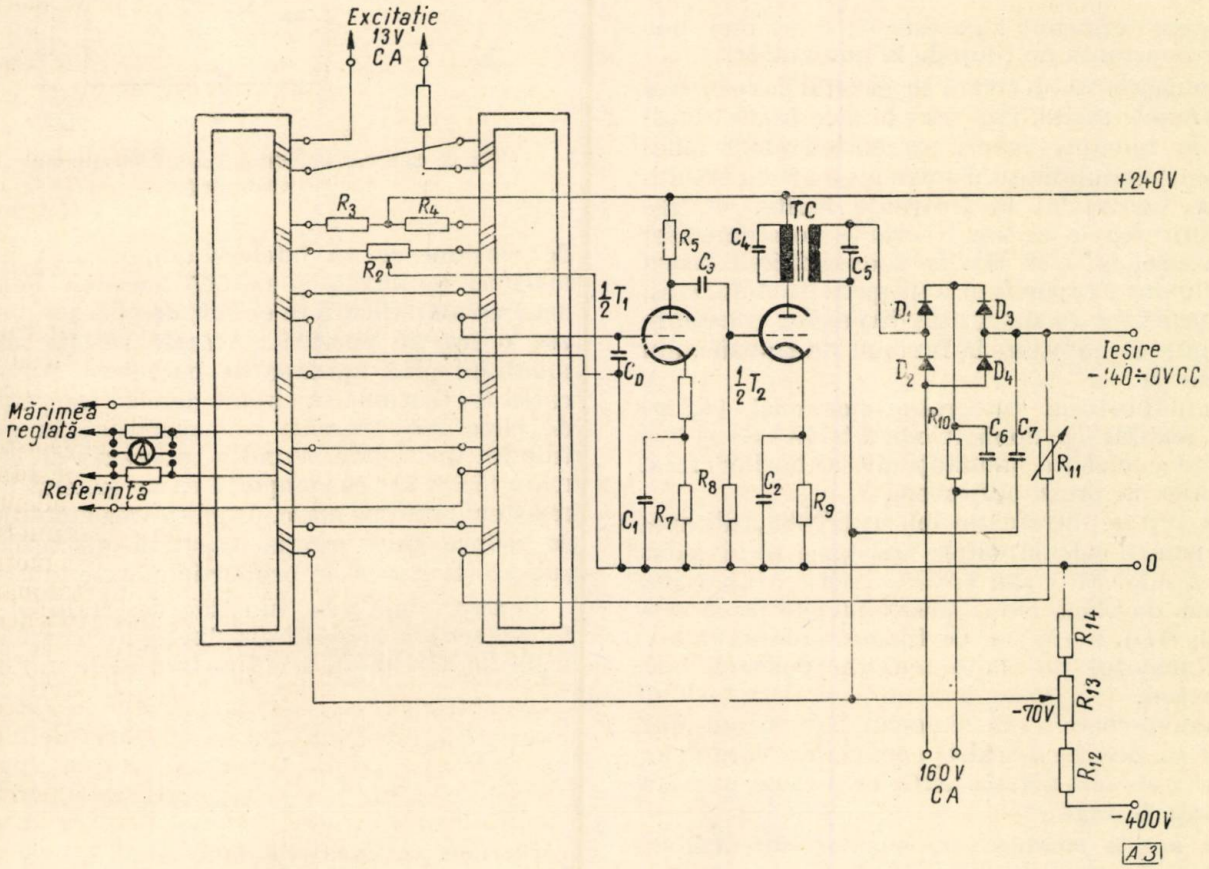


Fig. 3. Schema de principiu a elementului de comparaţie şi preamplificator din regulatorul tip ICET.

Condiţia ca în cazul comenzii *PI* etajul derivativ să poată fi eliminat a impus pentru acesta condiţiile suplimentare :

a) nivelul de zero de la ieşirea etajului derivativ să fie egal cu nivelul de zero de la intrarea etajului proporţional-integral; b) amplificarea etajului derivativ, în regim staţionar, să fie egală cu unitatea.

Amplificatorul derivativ-proporţional [4, 6] este realizat cu un tub dublu (ECC83). Ca şi la amplificatorul integral-proporţional, trioda de la intrare lucrează în regim special ales ca să asigure o impedanţă mare de intrare. Această triodă asigură o amplificare de 22 şi inversarea de fază. Cea de-a doua triodă, în montaj de repetor catodic, serveşte la realizarea reacţiei şi asigură o rezistenţă de ieşire convenabilă.

Pentru stabilirea funcţiei de transfer s-a folosit schema simplificată din figura 4. Aplicînd

unde :

$$T_d = C\frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3},$$

$$a = \frac{R_2}{R_2 + R_3} \cdot \frac{(1-A)R_1 + R_2 + R_3}{R_1 + R_2}.$$

Dacă $A \to \infty$, atunci

$$Y(s) = -\frac{R_2 + R_3}{R_1}(1 + sT_d). \quad (3)$$

Deoarece $A = 22$, formula (3) trebuie folosită cu prudenţă, deoarece nu descrie complet funcţionarea montajului. În relaţia (2), punînd condiţia ca în regim staţionar amplificarea să fie egală cu unitatea, se obţine :

$$\frac{R_2 + R_3}{R_1} = \frac{A-1}{A+1} = \frac{23}{21}. \quad (4)$$

Proiectarea comutatorului de derivare, ţinînd seamă de gama T_d adoptată, s-a făcut în baza formulelor (3) şi (4).

T_d astfel obţinut este destul de corect, restul termenilor din (2) avînd o influenţă neglijabilă asupra constantei de timp la pulsaţia :

$$\omega_d = \frac{1}{T_d},$$

deoarece termenul T_d/a este de 6 ori mai mic decît constanta de timp de la numărător.

Montajele de derivare în general favorizează frecvenţele înalte, fapt care le face foarte sensibile la zgomot, uneori prezentînd chiar fenomene de instabilitate. Pentru a nu afecta stabilitatea montajului la frecvenţe înalte, se taie amplificarea la aceste frecvenţe corespunzător frecvenţei $f_T = 28$ Hz. În scopul tăierii benzii s-a montat o capacitate la intrarea primului etaj. S-a prevăzut ca dispoziţia diverselor constante de timp să corespundă funcţiei de transfer din figura 6.

Amplificatorul integral-proporţional [4, 6] este realizat cu două triode 1/2 ECC83 şi 1/2 ECC84 (celelalte jumătăţi ale tuburilor fiind utilizate în preamplificator).

Ca tub de intrare s-a folosit ECC83, tub special pentru calculatoarele analogice (echivalent cu 12 AX7,5751 sau 6N2P sovietic), tub avînd curent de placă redus (rezistenţa de placă este de 25 MΩ), tensiunea de filament redusă la 5 V şi filamentul pus la o tensiune pozitivă faţă de catod.

Comutatoarele cît şi soclul tubului au fost alese cu izolaţie de calit ; conexiunile care merg la grilă au fost plasate astfel încît să nu permită curenţi de fugă etc.

În aceste condiţii s-a măsurat curentul de grilă şi s-a găsit de $3{,}3 \times 10^{-11}$ A, practic constant în zona de funcţionare.

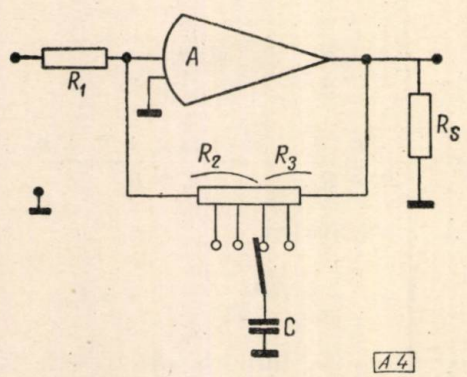


Fig. 4. Schema simplificată a amplificatorului derivativ.

Al doilea etaj de amplificare, construit cu 1/2 tub ECC84 într-un montaj cu reacţie negativă pe catod, serveşte ca tub de ieşire (de adaptare la sarcină) şi pentru efectuarea reacţiei operaţionale. Curentul de ieşire este riguros proporţional cu tensiunea din catodul tubului final. În calcule, tensiunea din catodul tubului final este considerată ca mărime de ieşire a amplificatorului operaţional şi prin amplificarea

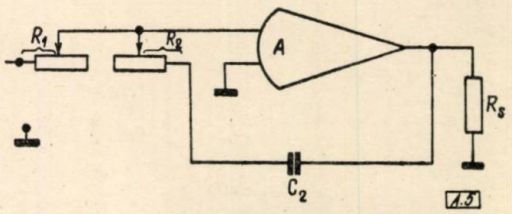


Fig. 5. Schema simplificată a amplificatorului proporţional-integral.

de tensiune se va înţelege amplificarea între mărimea de intrare şi această tensiune. Pentru mărirea amplificării în circuit deschis s-a prevăzut o reacţie pozitivă. Această reacţie aduce montajul pînă aproape de basculare. Amplificarea de tensiune în circuit deschis este, astfel, de circa 280. Sarcina se conectează în placa tubului final, care, avînd o rezistenţă de catod mare (5,6 k Ω), se comportă ca un generator de rezistenţă internă mare. Amplificarea montajului se reduce prin reacţia negativă operaţională sub 13 (la banda de proporţionalitate minimă).

Pentru stabilirea funcţiei de transfer s-a folosit schema simplificată din figura 6. Aplicînd legile lui Kirchhoff, se obţine funcţia de transfer :

$$Y(s) = -\frac{1}{1-\frac{1}{A}\left[1+\frac{Z_2(s)}{Z_1(s)}\right]} \cdot \frac{Z_2(s)}{Z_1(s)}. \qquad (5)$$

Întrucît în cazul de faţă amplificarea este suficient de mare ($A = 280$), se calibrează montajul folosind formula aproximativă :

$$Y(s) = -\frac{Z_r(s)}{Z_i(s)} = -\frac{R_2}{R_1}\left(1 + \frac{1}{R_2 Cs}\right), \qquad (6)$$

unde termenul $\frac{R_2}{R_1}$ este proporţional cu amplificarea $\left(\frac{R_1}{R_2} \sim \text{cu banda de proporţionalitate}\right)$, iar $R_2C = T_i$. Pentru ajustarea independentă a benzii de proporţionalitate şi a constantei de timp de integrare s-a folosit un sistem cu două comutatoare cuplate [4]. La varierea timpului de integrare se roteşte cursorul unui comutator variind rezistenţa R_2, deci T_i. Pentru a nu varia banda de proporţionalitate se roteşte solidar şi cursorul comutatorului cu care se variază R_1 astfel încît raportul R_1/R_2 să rămînă constant.

Cînd se doreşte varierea benzii de proporţionalitate se variază R_1 rotind corpul comutatorului respectiv.

Pe caracteristica de frecvenţă din figura 6 se vede că efectul comenzii integrale constă în creşterea amplificării la joasă frecvenţă (la frecvenţa zero, amplificarea scade prin limitare).

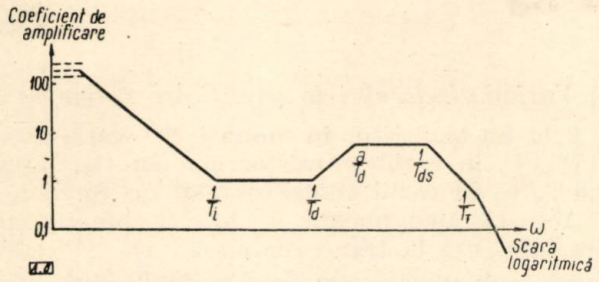


Fig. 6. Caracteristica de frecvenţă a regulatorului.

Schema aleasă pentru amplificatorul integral proporţional este simplă, precisă, sigură în funcţionare şi nu necesită multe surse de polarizare. De la această schemă, prin eliminarea reacţiei operaţionale şi a comutatorului special, s-a obţinut o variantă de amplificator, numai proporţional, utilă în cazul reglărilor industriale de tip *P* sau *PD*.

Dispozitivul de comandă manuală şi cel de referinţă pot fi considerate şi ca blocuri auxiliare, care nu fac parte din regulatorul propriu-zis. Acest considerent se bazează pe faptul că uneori se impune condiţia ca aceaste elemente să poată fi montate şi detaşat de regulator în alt loc, eventual în panoul dispecerului.

Comanda manuală face posibilă intervenţia comodă şi rapidă a operatorului în procesul de reglare şi asigură continuarea procesului de producţie la o eventuală defectare sau revizie a regulatorului [1, 4].

Dispozitivul de comandă manuală cuprinde o sursă de curent care asigură prin sarcină un curent (mărime de execuţie) reglabil între aceleaşi limite ca şi curentul de ieşire al regulatorului (în cazul de faţă 2—10 mA), un instrument de măsură care să indice curentul de ieşire şi un comutator care să schimbe modul de conectare a sarcinii şi a instrumentului de măsură, astfel încît la trecerea de la o comandă automată la cea manuală sau invers să poată fi evitate şocurile în instalaţia reglată.

Dispozitivul de referinţă serveşte la fixarea valorii dorite de reglat. De aceea construcţia acestuia trebuie să asigure un curent reglabil bine etalonat şi stabil în timp, care, introdus în înfăşurarea modulatorului magnetic (element de comparaţie), să se însumeze algebric cu mărimea reacţiei principale pentru a se obţine mărimea de acţionare (semnalul de abatere). Aşa cum s-a arătat la început, eroarea elementului de referinţă apare integral în eroarea de reglare.

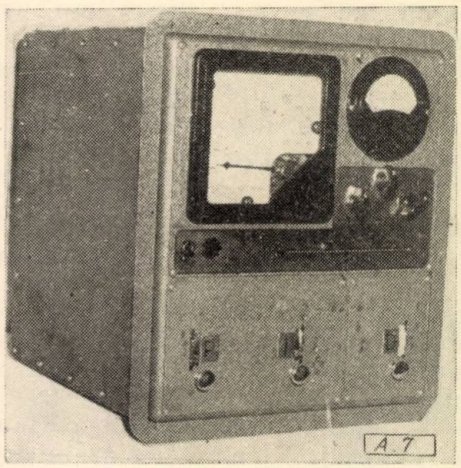


Fig. 7. Blocul de comandă şi reglare tip BCL-1.

La regulatorul ICET s-a luat un curent variabil de la sursa generală de alimentare, stabilizată de un transformator ferorezonant, şi un tub cu neon. Constanţa în timp a tensiunii de referinţă este garantată de tubul cu neon la $\pm$ 0,5%.

IOAN LANDAU*

Amplificatoare diferenţiale de curent continuu cu transistoare

1. Consideraţii generale

La instalaţiile de reglare automată, în tehnica maşinilor de calcul analogice etc., se utilizează pe scară largă amplificatoare de curent continuu. Unul din tipurile de amplificator de curent continuu foarte des utilizat este amplificatorul diferenţial de curent continuu cu transistoare, cu cuplaj direct.

La acest tip de amplificator, cuplarea etajelor de amplificare se face direct sau potenţiometric.

În lucrarea de faţă sînt expuse considerentele teoretice şi verificările experimentale făcute asupra amplificatoarelor diferenţiale de curent continuu cu transistoare.

2. Consideraţii asupra derivei amplificatoarelor de curent continuu cu transistoare

În cazul amplificatoarelor de curent continuu, datorită variaţiilor punctelor de funcţionare ale transistoarelor cu temperatură, apar variaţii ale tensiunii de ieşire, independente de semnalul aplicat la intrare. Acest fenomen poartă numele de „deriva termică" a amplificatorului de curent continuu şi constituie neajunsul lor principal.

Deriva termică a unui amplificator de curent continuu cu transistoare se defineşte astfel: amplitudinea curentului sau tensiunii de intrare, care produce o variaţie a tensiunii de ieşire egală cu variaţia produsă de schimbarea temperaturii ambiante [5] [6].

Această definiţie este independentă de cîştigul amplificatorului.

Cauzele derivei termice sînt următoarele:

a) Variaţia curentului invers de colector I_{CBO}.

I_{CBO} (curentul invers prin joncţiunea colector-bază, cînd emiterul este întrerupt) variază exponenţial cu temperatura.

Într-un interval de 8°C, I_{CBO} se dublează ca valoare. Pentru transistoarele de mică putere cu Ge, I_{CBO} are valoarea de 3—15 μ A la 25°C, iar pentru cele cu Si are valoarea de 10—20 mμA la 25°C [5].

b) Variaţia tensiunii bază-emiter U_{BE}

U_{BE} scade cu aproximativ 2 mV/°C pentru un curent de bază constant, atît la transistoarele cu Ge, cît şi la cele cu Si [5].

c) Variaţia factorului de amplificare de curent β

β la un transistor în montaj *EC* variază cu 1,5%/°C, în cazul transistoarelor cu Ge, şi cu 0,6 %/°C, în cazul transistoarelor cu Si.

Această componentă a derivei practic nu are influenţă la transistoarele cu Ge, celelalte două componente ale derivei fiind mult mai importante [5].

Cauzele derivei menţionate mai sus sînt aditive deoarece toate produc o creştere a curentului de colector cu temperatura. În cosecinţă efectele lor se însumează şi prin raportarea lor fie la curentul de intrare, fie la tensiunea de intrare (fig. 1), astfel se obţine [5]:

$$i_i = \Delta I_{CEO} + \frac{\Delta U_{BE}}{R_g} + I_B \frac{\Delta \beta}{\beta}; \qquad (1)$$

$$u_i = \Delta U_{BE} + \Delta I_{CBO} \cdot R_g + R_g \cdot I_B \frac{\Delta \beta}{\beta}, \qquad (2)$$

(R_g fiind rezistenţa internă a sursei de comandă.

În majoritatea cazurilor termenul al treilea din expresiile (1) şi (2) este neglijabil în comparaţie cu primii doi termeni.

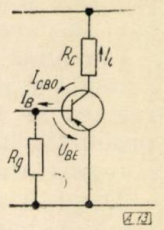


Fig. 1.
Circuitul pentru calculul derivei.

Una dintre cele mai utilizate soluţii pentru reducerea derivei este realizarea amplificatoarelor diferenţiale de curent continuu, la care se poate realiza (cu anumite precauţii) o compensare foarte bună a variaţiilor punctelor de funcţionare a transistoarelor [5] [6].

3. Amplificator diferenţial de curent continuu cu intrare simetrică

Schema unui etaj de amplificare diferenţial este dată în figura 2, iar circuitul echivalent în figura 3 [5] [6] [8] [10].

Amplificatorul diferenţial are o rezistenţă comună de emiter, suficient de mare pentru ca tensiunea bază-emiter să fie mică în raport cu căderea de tensiune pe această rezistenţă. (Rezistenţa R_e', utilizată pentru echilibrare, este mult mai mică decît R_e, şi reacţia negativă pe care o introduce este neglijabilă). În felul acesta potenţialul mediu al bazelor este practic egal cu cel al emiterilor şi determină astfel,

* Ing. *I. Landau* este inginer proiectant la I.I.S. „Automatica".

prin căderea de tensiune pe rezistenţa comună de emiter, suma curenţilor de emiter.

Dacă se aplică între baze un semnal diferenţial, potenţialele bazelor variază în sens opus, cu cantităţi egale, potenţialul emiterilor şi deci

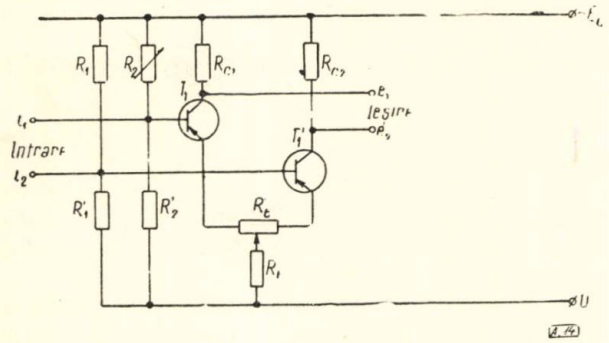


Fig. 2. Etaj de amplificare diferenţial.

suma curenţilor de emiter nu variază, — curenţii de colector variază în sens opus, cu cantităţi egale. Factorul de amplificare este mare, caracteristic conexiunii cu emiterul comun.

Dacă potenţialele bazelor variază în acelaşi sens şi cu aceeaşi valoare, potenţialul emiterilor urmăreşte această variaţie, suma curenţilor creşte şi rezistenţa comună de emiter intervine ca o reacţie negativă. Transistoarele funcţionează ca într-un montaj cu colectorul comun. Tratarea discriminatorie a semnalelor de intrare constituie avantajul acestui montaj, care amplifică semnalele de comandă diferenţiale, însă nu amplifică perturbaţiile, care se aplică în acelaşi sens ambelor transistoare şi care provin de la variaţia tensiunii de alimentare şi variaţia cu temperatura a parametrilor transistoarelor (în măsura în care acestea sînt identice).

Deriva raportată la intrarea etajului diferenţial este [5]:

$$i_i = (\Delta I_{CBO1} - \Delta I_{CBO2}) + \frac{1}{R_g}(\Delta U_{BE1} - \Delta U_{BE2}) + + I_B\left(\frac{\Delta\beta_1}{\beta_1} - \frac{\Delta\beta_2}{\beta_2}\right). \qquad (3)$$

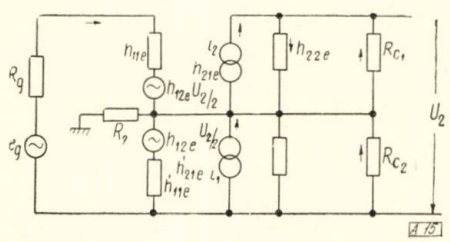


Fig. 3. Circuitul echivalent al etajului de amplificare diferenţial.

Întrucît ΔU_{BE} şi $\frac{\Delta\beta}{\beta}$ au aproximativ aceeaşi valoare pentru toate exemplarele unui anumit tip de transistoare, termenii doi şi trei din relaţia (3) sînt neglijabili.

Primul termen este cu atît mai mic, cu cît curenţii inverşi de colector ai celor două transistoare au valori mai mici şi cu cît diferenţa dintre ei este mai mică.

Amplificarea de curent a etajului diferenţial are aceeaşi expresie ca pentru un amplificator lucrînd în cl. A, şi anume:

$$A_i = \frac{h_{21e}}{1 + h_{22e} R_c}. \qquad (4)$$

Impedanţa de intrare are expresia:

$$R_{intr} = 2\left[h_{11e} - \frac{h_{12e} + h_{21e}}{1 + h_{22e} R_c} R_c\right], \qquad (5)$$

în care:

h_{11e}, h_{12e}, h_{21e}, h_{22e} reprezintă parametrii h în montaj $E.C.$;

R_c = rezistenţa de sarcină.

4. Amplificator diferenţial de curent continuu cu intrare nesimetrică (inversor de fază)

În multe cazuri este necesar ca amplificatorul diferenţial să aibă una din bornele de intrare legată la masă (de exemplu: cînd sursa de

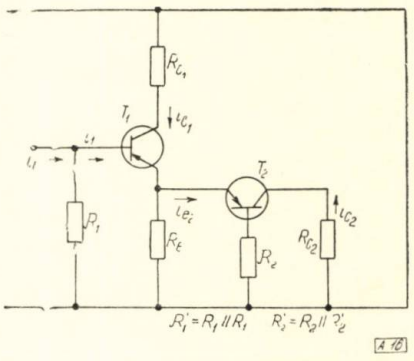


Fig. 4. Schema echivalentă a etajului inversor de fază pentru semnale mici (s-au omis sursele de alimentare).

semnal are un punct la masă sau la amplificator operaţional, cu etaje de amplificare diferenţiale, cînd se doreşte să se facă o reacţie nesimetrică) [1], [2], [3], [7].

În aceste cazuri etajul de intrare al amplificatorului este un etaj diferenţial cu intrare nesimetrică şi ieşire simetrică (etaj inversor de fază) [1], [2], [7]. Înversorul de fază provine dintr-un amplificator diferenţial obişnuit, la care semnalul de comandă se aplică între una din baze şi masă.

Schema echivalentă a inversorului de fază pentru semnale mici este dată în figura 4 [7].

Aşa cum rezultă din figura 4, transistorul T_1 funcţionează ca un etaj de amplificare cu emiterul comun, avînd o rezistenţă în emiter constituită de rezistenţa R_e în paralel cu rezistenţa de intrare a etajului cu transistorul T_2.

Transistorul T_2 funcţionează în montajul cu baza comună, avînd o puternică reacţie negativă determinată de rezistenţa R_2.

Calculul amplificării inversorului de fază este dat în anexa 1.

Condiţia care se pune pentru ca inversarea de fază să fie corectă este :

$$i_{c1} = - i_{c2} \qquad (6)$$

Impedanţa de intrare a transistorului T_2 poate fi scrisă într-o primă aproximaţie :

$$R_{\text{intr2}} = h_{11b} + R'_e (1 + h_{21b}), \qquad (7)$$

condiţia (6) devine (vezi anexa 2) :

$$\frac{R_e}{h_{11b} + R_e + R'_2 (1 + R_{21b})} h_{21b} = - 1. \qquad (8)$$

Pentru o funcţionare corectă a inversorului de fază este necesar ca :

- h_{11b} să fie cît mai mic ;
- R_e să fie cît mai mare ;
- R'_2 să fie cît mai mic ;
- h_{21b} să fie cît mai aproape de -1.

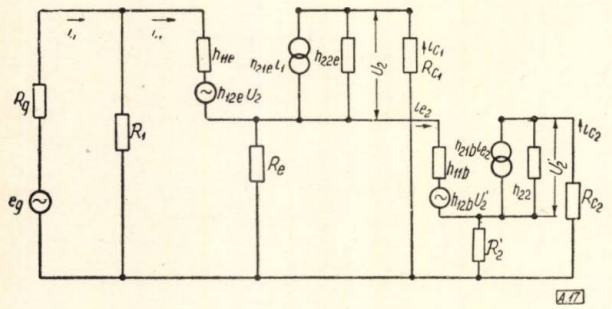


Fig. 5. Circuitul echivalent al inversorului de fază.

Practic se alege [1], [2], [7] :

$$R_e \cong (5 \div 10) [h_{11b} + R'_2 (1 + h_{21b})]; \qquad (9)$$

$$R'_1 = R'_2 \approx (0{,}7 \div 1{,}5) R_{\text{intr1}} \qquad (10)$$

Considerînd $h_{21b} \approx 0{,}985$ ($\beta \approx 65$) condiţia (4) din anexa 2 este satisfăcută cu o eroare cuprinsă între 3,5 % şi 4,5 %.

Factorul de amplificare scade cu 40 pînă la 58,5 %.

5. Verificări experimentale

S-a experimentat schema din figura 6, atît în situaţia cu intrare simetrică, cît şi în situaţia cu intrare nesimetrică. În figura 7 este dată caracteristica de amplificare pentru cazul intrării simetrice, iar în figura 8, pentru cazul intrării nesimetrice.

Rezultatele obţinute experimental au confirmat valabilitatea relaţiilor de calcul, diferenţele dintre amplificările calculate şi cele măsurate fiind mai mici de 7 %.

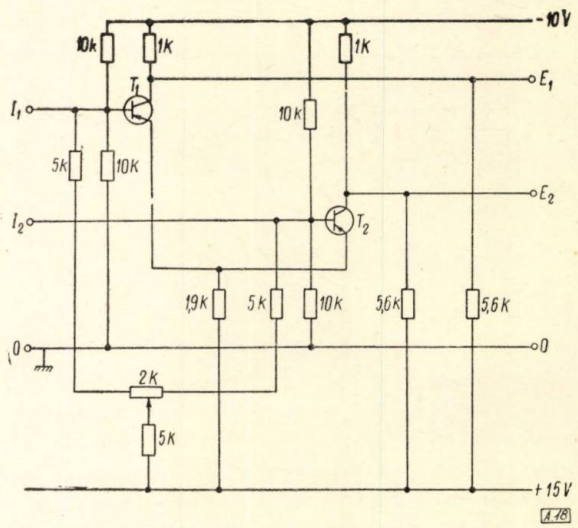


Fig. 6. Schema etajului de amplificare diferenţial experimentat. Intrare nesimetrică : $I_1 - 0$; intrare simetrică : $I_1 - I_2$;
T_1 – SFT 103 $\beta = 78$
T_2 – SFT 103 $\beta = 78$

După cum se observă din diagramele prezentate în figurile 7 şi 8 amplificarea variază foarte puţin cînd tensiunea de alimentare variază. Ceea ce se modifică este pragul de limitare.

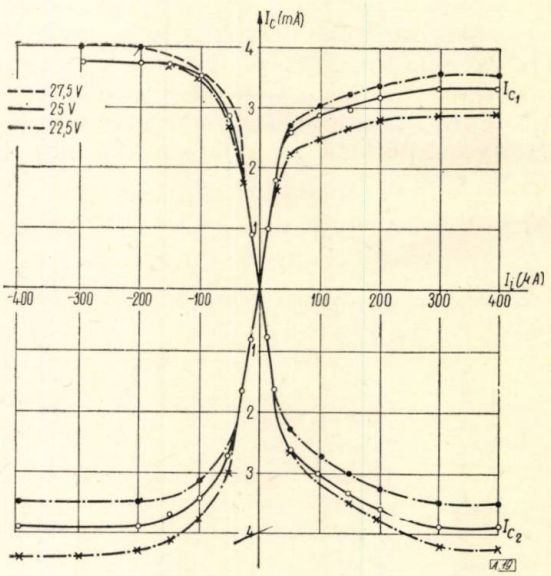


Fig. 7. Caracteristica de amplificare a montajului din figura 6 cu intrare simetrică ($I_1 - I_2$).

Se observă că curentul de colector al transistorului T_2 urmăreşte variaţiile curentului de colector al transistorului T_1 cu semn schimbat.

Se mai observă că saturaţia este mai bruscă în regiunea curenţilor mari (în cotul de saturaţie

a caracteristicii tranzistorului) şi mai puţin bruscă în regiunea curenţilor mici.

S-a măsurat variaţia tensiunii de ieşire diferenţiale la variaţia tensiunii de alimentare cu $\pm 10\%$ ($\pm$ 2,5 V). Amplificatorul fiind iniţial

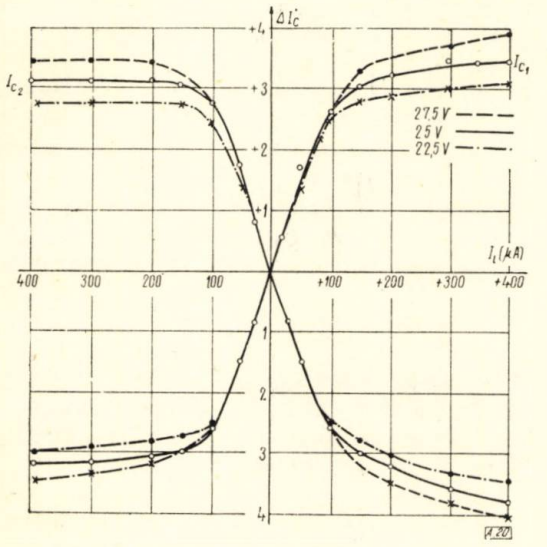


Fig. 8. Caracteristica de amplificare a montajului din figura 6, cu intrare nesimetrică ($I_1 - 0$).

echilibrat la tensiunile nominale, variaţiile tensiunii de ieşire nu au depăşit $\pm$ 0,03V. Tensiunile pe transistoare au variat cu $\approx \pm$0,2V.

6. Cuplarea etajelor de amplificare diferenţiale de curent continuu

Dacă amplificatorul este utilizat numai cu ieşire simetrică, fără punct median pus la masă, cuplarea bazelor etajului al doilea se face direct cu colectoarele primului etaj.

Dacă se pune condiţia ca şi ieşirea ultimului etaj să aibă un punct median pus la masă, atunci,

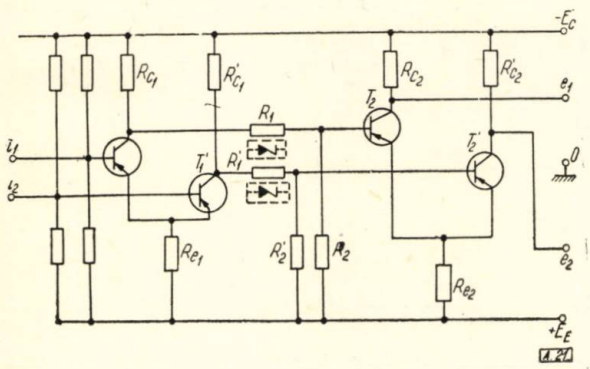


Fig. 9. Amplificator diferenţial de curent continuu cu ieşire simetrică în raport cu masa.

în absenţa semnalului de intrare, colectoarele transistoarelor ultimului etaj trebuie să fie la acelaşi potenţial cu masa (fig. 9).

Din schema dată în figura 9 se deduce :

$$R_{e2} I_{c2} = - E_c ; \tag{11}$$

$$R_{e2} I_{E2} - U_{CE} = - E_E , \tag{12}$$

în care :

I_{C2} este curentul mediu de colector al transistorului T_2 ;

I_{E2} — curentul mediu de emiter al transistorului T_2.

Cunoscînd curentul de colector al transistoarelor din ultimul etaj şi rezistenţa R_{e2}, se determină potenţialul bazelor faţă de masă :

$$U_{B2M} = - R_{e2} I_{E2} + U_{BE} + E_E \tag{13}$$

Cunoscînd potenţialul bazelor faţă de masă se poate dimensiona divizorul $R_1 - R_2$ folosind relaţiile următoare :

$$E_E - U_{C1M} = R_1 (I + I_{B2}) + R_2 I ; \tag{14}$$

$$E_E - U_{B2M} = R_2 I \tag{15}$$

în care : I este curentul de circulaţie prin rezistenţele R_{c1}, R_1, R_2.

Rezistenţa de sarcină pe care o simte etajul anterior este :

$$\frac{R_{c1} (R_1 R_2 + R_1 R_{\text{intr}\,2} + R_2 R_{\text{intr}\,2})}{(R_{c1} + R_1)(R_2 + R_{\text{intr}\,2}) + R_2 R_{\text{intr}\,2}} \tag{16}$$

Reducerea amplificării de curent prin cuplajul dintre etaje este dată de expresia :

$$\frac{i_{b2}}{i_{c1}} = \frac{R_2 R_{c1}}{(R_{c1} + R_1)(R_2 + R_{\text{intr}\,2}) + R_2 R_{\text{intr}\,2}} . \tag{17}$$

De exemplu pentru amplificatorul din figura 11 la cuplajul de la etajul 1 şi 2 se reduce amplificarea de curent de aproximativ cinci ori, la o deplasare a potenţialului bazei transistorului din etajul al 2-lea, cu 8,5 V, faţă de potenţialul colectorului din primul etaj.

Cuplarea între etaje se poate face utilizînd, în locul rezistenţelor R_1 din figura 9, diode Zener, care au o rezistenţă statică mare şi o rezistenţă dinamică neglijabilă. Prin utilizarea diodelor Zener potenţialul bazelor transistoarelor din etajul următor poate fi deplasat foarte mult, atenuarea introdusă fiind neglijabilă [10].

7. Metode utilizate pentru reducerea derivei

1. *Selecţionarea transistoarelor*

Transistoarele din primul etaj se selecţionează după I_{CBO}. Se caută ca diferenţa dintre curenţii inverşi de colector să fie cît mai mică.

De asemenea pentru primul etaj al amplificatoarelor se aleg transistoarele cu I_{CBO} minim [1], [2], [5], [6].

2. *Criterii de proiectare a amplificatoarelor diferențiale pentru obținerea unei derive minime*:

— Alegerea unei rezistențe comune de emiter cît mai mare, pentru a avea un factor cît mai bun de stabilizare la variații identice ale parametrilor transistoarelor și ale tensiunilor de alimentare [1], [2], [10].

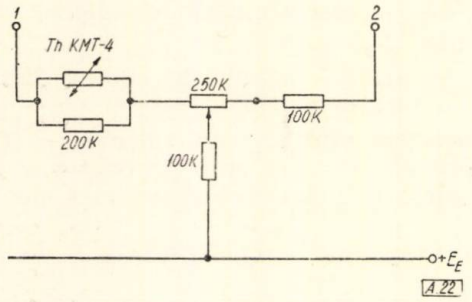


Fig. 10. Circuit de compensare a derivei termice pentru amplificatoare diferențiale, utilizînd un termistor.

— Valorile curenților de colector în punctul mediu de funcționare se aleg suficient de mari, pentru ca deplasările punctelor de funcționare pe dreapta de sarcină la aplicarea unui semnal să nu conducă la puteri disipate mult diferite pe cele două transistoare și deci la diferențe apreciabile între cei doi curenți inverși de colector [10].

3. *Utilizarea elementelor termosensibile*

Elementele termosensibile (termistori, diode semiconductoare în montaj inversat etc.) pot fi utilizate pentru compensarea variațiilor cu temperatura a punctului mediu de funcționare a transistoarelor.

În figura 10 este arătat un circuit cu termistor, utilizat pentru compensarea derivei termice a amplificatorului din figura 11 [1], [2].

Borna *1* a circuitului de compensare se conectează la baza transistorului care are un curent de colector invers mai mare.

Prin utilizarea acestui circuit s-a obținut o reducere a derivei termice de aproape două ori.

4. *Reacții de stabilizare a punctului mediu de funcționare*

La amplificatoarele diferențiale pe lîngă deriva propriu-zisă mai mare are loc o deplasare a potențialului mediu al colectoarelor, care nu produce nici o tensiune la ieșire în cazul ieșirii simetrice, dar care se simte în caz că ieșirea se face nesimetric. Aceastăderivă este foarte mică, datorită existenței unei rezistențe comune de emiter (vezi paragraful 3).

Pentru a reduce și mai mult această derivă la amplificatoarele diferențiale se pot aplica reacții negative, care afectează numai punctele medii de funcționare, legătura fiind făcută de la un punct median al ieșirii la un punct median al intrării [1], [2], [6].

O astfel de reacție este arătată în figura 11 (cu linie îngroșată). La creșterea temperaturii curenții prin transistoarele T_1 și T_2 cresc, în consecință potențialele colectoarelor C_1 și C_2 cresc (se apropie de plusul tensiunii de alimentare), respectiv și potențialele bazelor B_3 și B_4 cresc, ca urmare curenții de colector ai transistoarelor T_3 și T_4 scad precum și potențialul mediu al colectoarelor C_3 și C_4. În urma acestui fapt se produce o redistribuire a curenților prin rezistența comună de emiter a transistoarelor din primul etaj. Aceasta provoacă o scădere a potențialelor emiterelor primului etaj și, deci, o micșorare a curenților de colector prin transistoarele T_1 și T_2.

8. Realizări experimentale

S-a realizat un amplificator diferențial de curent continuu cu trei etaje, a cărui schemă este dată în figura 11 [1], [2].

Amplificatorul este destinat pentru realizarea regulatoarelor *PID* (*PI*, *PD*, *P*) continue și a regulatoarelor *PID* (*PD*) basculante.

Amplificatorul este realizat cu transistoarele EFT 153, care au fost asimilate de Uzina Electronica.

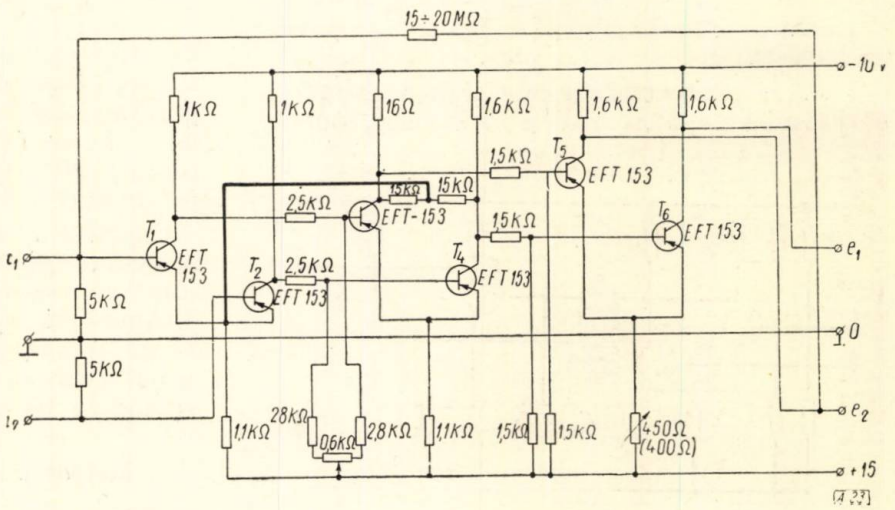


Fig. 11. Amplificator diferențial de curent continuu cu transistoare.

Intrarea în amplificator se face nesimetric, între borna I_1 și 0 și simetric, între bornele I_1 și I_2.

Ieșirea se poate face simetric (E_1-E_2) sau nesimetric (E_1-0, E_2-0).

Intrarea şi ieşirea avînd cîte un punct la masă se pot lega în cascadă mai multe amplificatoare alimentate de la aceeaşi sursă. (Într-o schemă de reglare automată a acţionărilor

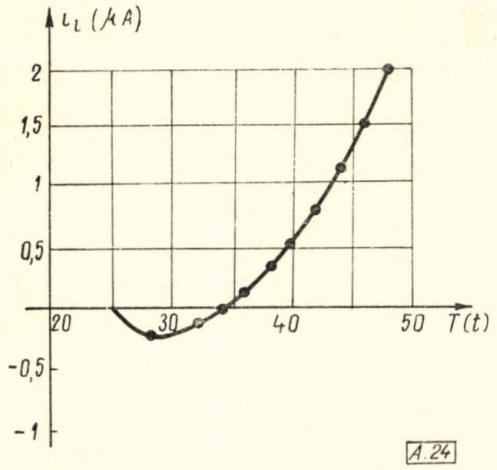


Fig. 12. Deriva termică a amplificatorului din figura 11.

electrice au fost montate în cascadă patru astfel de amplificatoare, lucrînd în regim de regulator.)

Amplificatorul avînd ieşirea bidirecţională şi intrarea nesimetrică, i se poate aplica o reacţie negativă nesimetrică, sensibilă la frecvenţă, care îi asigură o anumită funcţie de transfer, şi simultan, se poate aplica o reacţie pozitivă supracritică, care îl face basculant, obţinîndu-se în acest caz la ieşire impulsuri a căror valoare medie este egală cu valoarea tensiunii de ieşire, în cazul funcţionării continue [1], [2].

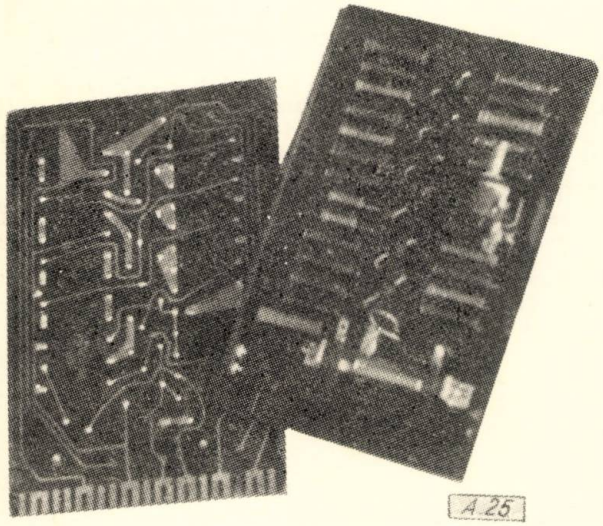


Fig. 13. Amplificatorul de curent continuu cu transistoare, realizat.

Amplificatorul este prevăzut cu o rezistenţă de reacţie negativă, care permite ajustarea factorului de amplificare global.

Tabela 1

Tensiunile de alimentare	10 ; 0 ; +15 V
Rezistenţa de transfer $\left(\frac{\Delta u_{e\S}}{\Delta i i}\right)$, în cazul intrării nesimetrice şi ieşirii nesimetrice	$\geqslant$ 6 M Ω
Rezistenţa de transfer $\left(\frac{\Delta u_{e\S}}{\Delta i i}\right)$, în cazul intrării nesimetrice şi ieşirii simetrice	$\geqslant$ 12 M Ω
Tensiunea maximă de ieşire, în cazul ieşirii nesimetrice	$\pm$ 9 V
Tensiunea maximă de ieşire, în cazul ieşirii simetrice	$\pm$ 18 V
Curentul de comandă necesar pentru intrarea în saturaţie (intrare nesimetrică)	$\leqslant$ 1,5 μ A
Rezistenţa de intrare, în cazul intrării asimetrice	$\leqslant$ 1,5 kΩ
Derivă termică (în lanţ deschis)	0,06 (max 0,12) μA/°C
Banda de trecere	0—6 000 Hz
Limitele de temperatură pentru o funcţionare normală	+ 10°C ÷ + 50°C

În tabela 1 sînt date principalele caracteristici tehnice ale amplificatorului realizat.

În figura 12 este reprezentată variaţia derivei termice cu temperatura ridicată la unul din amplificatoarele realizate.

9. Concluzii

Rezultatele experimentale obţinute au arătat că prin utilizarea amplificatoarelor diferenţiale de curent continuu cu transistoare se obţine un factor de amplificare mare şi o derivă termică suficient de redusă, corespunzînd cerinţelor impuse acestor amplificatoare, destinate să lucreze în scheme de reglare automată sau în scheme de simulare.

Din experimentările efectuate a reieşit că deriva termică a acestor amplificatoare poate fi redusă foarte mult printr-o selecţionare atentă a transistoarelor din primul etaj.

Menţionăm că varianta pe circuit imprimat a amplificatorului de curent continuu cu transistoare a fost realizată de tov. ing. C. Negoiţă de la Uzina „Grigore Preoteasa" şi îi mulţumim pentru concursul acordat.

Anexa 1

Calculul amplificării inversorului de fază

Circuitul echivalent al inversorului de fază este dat în figura 5.

S-au notat cu h_{11e}, h_{12e}, h_{21e}, h_{22e} parametrii transistorului în montaj cu emiterul comun T_1 şi cu h_{11b}, h_{12b}, h_{21b}, h_{22b} parametrii transistorului cu baza comună T_2.

Amplificarea de curent a transistorului T_1 are expresia :

$$A'_{ie} = \frac{R'_1 \cdot R_{intr\,1}}{R'_1 + R_{intr\,1}} \cdot A_{ie}, \qquad (1)$$

în care A_{ie} este amplificarea de curent a etajului cu transistorul T_1 în montaj EC în absenţa rezistenţei R_1':

$$A_{ie} = \frac{h_{21e} - h_{22e}\dfrac{R_e \cdot R_{\text{intr }2}}{R_e + R_{\text{intr }2}}}{1 + h_{22e}\left[R_{c1} + \dfrac{(R_e \cdot R_{\text{intr }2})}{R_e + R_{\text{intr }2}}\right]}. \tag{2}$$

$R_{\text{intr }1}$ fiind rezistenţa de intrare a transistorului T_1:

$$R_{\text{intr}1} = h_{11e} + \frac{(1+h_{21e})(1+h_{12e})\dfrac{R_e \cdot R_{\text{intr }2}}{R_e + R_{\text{intr }2}} + \left(h_{22e}\dfrac{R_e \cdot R_{\text{intr }2}}{R_e + R_{\text{intr }2}}\right) - h_{12e}\,h_{21e}\,R_{c1}}{1 + h_{22e}\left(R_{c1} + \dfrac{R_e \cdot R_{\text{intr }2}}{R_e + R_{\text{intr }2}}\right)} \approx h_{11e} + \frac{R_e \cdot R_{\text{intr }2}}{R_e + R_{\text{intr }2}}(1 + A_{ie}); \tag{3}$$

$R_{\text{intr }2}$ fiind rezistenţa de intrare a transistorului T_2:

$$R_{\text{intr }2} = h_{11b} + \frac{(1 + h_{21b})(1 + h_{12b})R_2' + (h_{22b}R_2' - h_{12}h_{21b})R_{c2}}{1 + h_{22b}(R_{c2} + R_2')} \approx \approx h_{11b} + R_2'(1 + A_{ib}), \tag{4}$$

A_{ib} fiind amplificarea de curent a etajului cu transistorul T_2:

$$A_{ib} = \frac{h_{21b} - h_{22b}R_2'}{1 + h_{22b}(R_{c2} + R_2')}. \tag{5}$$

Anexa 2

Stabilirea condiţiei de inversare de fază corectă

Condiţia care se pune pentru ca inversarea de fază să fie corectă este:

$$i_{c1} = -i_{c2} \tag{1}$$

Din circuitul echivalent reprezentat în figura 5 rezultă:

$$i_{c2} = A_{ib}\,i_{e2} \approx A_{ib}\frac{R_e}{R_e + R_{\text{intr }2}}i_{c1}. \tag{2}$$

Condiţia (1) devine:

$$A_{ib} = \frac{R_e}{R_e + R_{\text{intr }2}} = -1. \tag{3}$$

Introducînd expresia pentru A_{ib} şi $R_{\text{intr }2}$ în relaţia (3) obţinem condiţia:

$$\frac{R_e(h_{21b} - h_{22b}R_2')}{(R_e + h_{11b})[1 + h_{22b}(R_2' + R_{c2})] + (1 + h_{21b} + h_{22b}R_{c2})R_2'} = -1. \tag{4}$$

Această condiţie nu poate fi satisfăcută decît cu oarecare aproximaţie. Aproximaţia este cu atît mai bună cu cît R_e este mai mare şi R_2' mai mic.

În practică R_e nu poate fi luat oricît de mare din cauza valorii impuse a tensiunii de alimentare, iar $R_2' = R_1'$ nu poate fi luat prea mic din cauză că şuntează puternic intrarea, reducînd simţitor factorul de amplificare.

BIBLIOGRAFIE

[1] Damsker D., Weinrich G., Landau I. D., Brana C.: *Blocuri de reglare automată cu transistoare pentru acţionări electrice.* Probleme de automatizare. Editura Academiei R.P.R. Caiet 3 (1961), pag. 53–78.

[2] Damsker D., Weinrich G., Landau I. D., Brana C.: *Caracteristicile tehnice ale blocurilor de reglare cu transistoare pentru acţionări electrice.* Electrotehnica *9*, (1961), nr. 3, p. 85–96.

[3] Damsker D., Weinrich G., Landau I. D., Brana C.: *Acţionarea reversibilă cu reglarea optimală în cascadă a curentului şi turaţiei.* Probleme de automatizare. Editura Academiei R.P.R. Caiet 3(1961), p. 79–100.

[4] Damsker D., Weinrich G., Landau I. D., Brana C.: *Scheme tip de acţionări electrice cu reglare automată prin blocuri transistorizate.* Automatica şi Electronica, *5* (1961), nr. 3.

[5] Kemhadjian H.: *Transistor amplifiers for D. C. Signals.* Electronic Applications (1958–1959) nr. 1, p. 1–11.

[6] Chaplin G.B.B., Owens A. R.: *Some transistor input stages for high gain D. C. amplifiers.* P.T.E.E. part. B (1958) nr. 5, p. 249–257.

[7] Castro E. D.: *Invertitori di fase ed amplificatori bilanciati per correnti continue a transistori.* L'Electronica (1957), nr. 12, p. 64–70.

[8] Petrov G. M., Popov N. A.: *O postroeni operaţionovo usilitelia na poluprovodnicovîh elementah.* Priborostroenie (1958), nr. 3, pag. 4–8.

[9] Okada R.: *Stable transistor wide band D.C. amplifiers* Comunications and Electronica (1960) nr. 1, p. 26–33.

[10] Hurley B.: *Junction Transistor Electronics* (cap. X). John Wiley, New-York, 1960.

DAN CIULIN*

Dispozitiv semiautomat pentru controlul circuitelor electrice

La fabricaţia în mare serie a aparatelor electronice se pune problema verificării exactităţii cablajului, precum şi a verificării diverselor valori ale elementelor cablajului (condensatoare, inductanţe, rezistenţe). Greşelile în cablaj pot duce fie la distrugerea utilajului cu care se face reglarea aparatajului electronic (de exemplu la distrugerea wattmetrelor de ieşire în cazul conectării tensiunii de reţea direct la contactele de pe care se culege tensiunea de ieşire a receptoarelor), fie la distrugerea anumitor piese din aparatul supus reglajelor. De obicei acest control se face cu un ohmetru cu citire directă. Acest lucru însă presupune o persoană calificată pentru executarea operaţiei; de asemenea, operaţia este îngreuiată de faptul că pentru fiecare probă în parte operatorul trebuie să cunoască limitele de toleranţă admise faţă de valoarea etalon. Cum un ohmetru cu scară liniară este mai greu de realizat şi mai greu de manipulat (are mai multe scări pentru a acoperi aceeaşi gamă de valori), precizia cu care se face măsurătoarea conduce la imposibilitatea respectării limitelor de toleranţă impuse iniţial. Dacă mai adaugăm că în cazul lucrului de bandă operatorul este de obicei suprasolicitat şi că în aceste condiţii mai omite anumite probe pe care el le consideră ca fiind corespunzătoare, se observă uşor că această metodă nu este satisfăcătoare în cazul fabricaţiei în serie. De asemenea, nu se pot verifica valorile impedanţelor complexe (capacităţi, inductanţe), deoarece măsurătorile se fac cu un simplu ohmetru şi este suficient de greu să se folosească simultan şi un capacimetru sau să se folosească un Z-metru (această din urmă soluţie punînd probleme mai grele depanatorilor).

Ţinînd seamă de cele enumerate mai sus, apare necesitatea introducerii unui utilaj de mare productivitate, cu ajutorul căruia probele respective să poată fi făcute corect, într-un timp cît mai scurt. Pentru mărirea preciziei cu care se face controlul, se alege o metodă de comparaţie în raport cu un etalon, iar ca metodă de citire a erorilor, o metodă de „zero". Aceasta revine în fond la utilizarea unei punţi de măsură alimentată, fie în curent continuu, fie în curent alternativ, după cum este necesară măsurarea unei simple rezistenţe sau a unei impedanţe complexe. Din motive de comoditate, puntea de măsură va fi o punte procentuală cu releu, pentru a permite acţionarea în cazul în care limitele de toleranţă impuse sînt depăşite.

Pentru a ridica şi mai mult productivitatea muncii, se trece la semiautomatizarea măsurătorilor. Pentru realizarea acestui scop există mai multe alternative. Una dintre ele este indicată de Schmidt şi Schultz [1]. Ideea preconizată constă în folosirea unui comutator mecanic acţionat de un motor electric, comutator cu ajutorul căruia se comută puntea de măsură pe fiecare circuit de măsurat. Pentru simplificarea conectării circuitelor de măsurat la comutator, se utilizează culoturi care se introduc în soclurile aparatului supus măsurătorilor, în locul tuburilor. În plus, dacă există circuite care nu pot fi măsurate cu acest sistem, se mai conectează cîteva fire prevăzute cu crocodili la capete. Acest sistem implică însă piese mecanice mari (comutatorul) şi deci greu de realizat. În practică dimensiunile dispozitivului de măsură trebuie să fie cît mai mici, pentru a putea fi uşor montat la locurile de muncă de la benzile de asamblare a receptoarelor. În consecinţă, am renunţat la această idee şi am folosit un căutător de cîmp telefonic, cu 50 × 5 contacte. Acest căutător însă nu mai poate fi acţionat cu ajutorul unui motor electric, care şi aşa prezenta dificultăţi din punct de vedere mecanic (realizarea unei demultiplicări cu şurub fără sfîrşit, comandarea în paralel a unor sisteme de control şi acţionarea cu came necesare pentru buna funcţionare a dispozitivului de măsură, aşa cum se va vedea mai departe). În consecinţă, am renunţat la comanda prin motor, realizînd un sistem de comandă electronic.

Schema bloc a sistemului electronic de comandă este arătată în figura 1.

Sistemul funcţionează în modul următor:

Cu ajutorul unui buton de pornire (start) din sistemul de comandă se pune în funcţiune dispozitivul. Există posibilitatea funcţionării automate sau pas cu pas. In cazul funcţionării automate, sistemul de comandă electronică se opreşte automat doar în momentul în care s-a

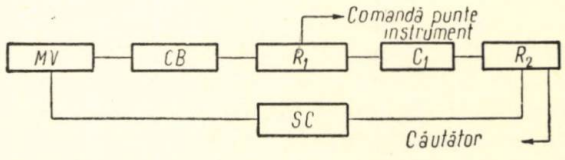


Fig. 1. Schema-bloc a sistemului electronic de comandă: *MV* – multivibrator; *CB* – circuit basculant; R_1, R_2 – relee de comandă; *CI* – circuit de întîrziere; *SC* – sistem de comandă.

parcurs întregul cîmp de contacte. In cazul funcţionării pas cu pas, oprirea se face după fiecare contact, fiind necesară o nouă acţionare.

* Ing. *D. Ciulin* este inginer la Uzinele „Electronica".

Sistemul acesta este mai avantajos decît sistemul în care oprirea se face în cazul cînd apare o probă necorespunzătoare, deoarece se evită astfel timpul de punere în funcţiune după fiecare oprire , probele necorespunzătoare fiind vizibile în orice moment pe un tablou pe care se aprind becuri în dreptul numerelor corespunzătoare probelor ce nu intră în limitele de toleranţe impuse.

Sistemul de comandă deblochează un multivibrator care comandă un circuit bistabil. Acesta acţionează la rîndul lui un releu care comandă punerea în circuit a instrumentului de măsură, precum şi un circuit de întîrziere care, printr-un releu, acţionează căutătorul.

Să presupunem tot sistemul blocat. În acest caz, instrumentul de măsură nu este conectat la puntea de măsură, iar multivibratorul de comandă este blocat cu ajutorul unei tensiuni de negativare. În momentul deblocării este acţionat multivibratorul care, în semiperioada a doua, deci după un timp de aproximativ 0,5—3 s (timp reglabil), acţionează circuitul bistabil care face să se atragă releul R_1. Acesta introduce în circuit instrumentul de măsură a punţii şi comandă, de asemenea, acţionarea circuitului de întîrziere. După trecerea timpului de întîrziere, pe care a fost reglat circuitul de întîrziere, este acţionat releul R_2 care comandă căutătorul, iar acesta sare pe poziţia următoare, aducînd şi întregul sistem în poziţia iniţială. Întîrzierea introducerii în circuit a instrumentului de măsură a punţii este necesară doar în cazul funcţionării automate. Să presupunem că la timpul t_1 căutătorul este acţionat şi sare de pe un contact pe următorul. În acest caz, în puntea de măsură sînt deconectate şi conectate brusc anumite elemente, fapt care conduce la un regim tranzitoriu. În cazul în care instrumentul de măsură a punţii ar fi conectat şi în timpul regimului tranzitoriu, rezultatele măsurătorilor ar fi eronate. Se reglează deci semiperioada multivibratorului în aşa fel încît să fie ceva mai mare decît timpul în care are loc regimul tranzitoriu în punte, adunat cu timpul în care se stabileşte curentul de regim prin instrument şi cu timpul necesar pentru ca acul indicator să ajungă la valoarea de regim. Circuitul de întîrziere va trebui să introducă un timp de întîrziere ceva mai mare decît timpul necesar pentru stabilirea regimului la instrumentul de măsură, dar ceva mai mic decît semiperioada multivibratorului. Dispozitivul de comandă electronică este completat cu o serie de dispozitive anexe, cum ar fi :

1. *Un sistem de alegere automată a naturii tensiunii de alimentare a punţii* (c.c. sau c.a.) după numărul (natura) probei care trebuie făcută. Acest lucru se realizează cu ajutorul unui rînd de contacte suplimentare pe căutător (K_2).

2. *Punerea în evidenţă a probei necorespunzătoare*, cu ajutorul unui panou cu un număr de becuri egal cu numărul de probe pe care le verifică aparatul, becuri care se aprind şi rămîn aprinse numai în dreptul numărului probei necorespunzătoare. Şi acest lucru se realizează tot cu un rînd suplimentar de contacte de pe căutător (K_1).

3. *Verificarea becurilor.* Acest lucru este foarte necesar, deoarece în cazul în care un bec este ars, proba respectivă este dată corespunzătoare în mod sistematic, neexistînd nici un alt mijloc de control. (În cazul în care dispozitivul lucrează automat, numai un operator foarte experimentat poate trage o concluzie asupra probelor privind acul instrumentului de măsură.) Se realizează cu ajutorul a două tensiuni, una continuă şi una alternativă, blocajul executîndu-se cu ajutorul unor diode de tip DGT-27. Sistemul conduce la aprinderea fiecărui bec atunci cînd aparatul se găseşte pe poziţia corespunzătoare lui şi la stingerea lui imediat ce poziţia a fost depăşită, rămînînd aprinse doar becurile corespunzătoare probelor defecte.

4. *Dispozitive anexe*, cum ar fi de pildă redresorul pentru alimentarea releelor şi căutătorului (24 V—5 A), cheie de contact pentru anularea poziţiilor de pe tabloul cu becuri (atunci cînd se repune aparatul în funcţiune, pentru a verifica un alt cablaj, trebuie ca toate becurile să fie stinse), un releu pentru oprirea automată la cap de cursă etc.

Schema de principiu detaliată a aparatului semiautomat pentru controlul circuitelor este arătată în figura 2. După cum se observă şi din schemă, s-a preferat realizarea pe racuri uşor demontabile, în scopul unei depanări rapide. Fiecare rac are alimentarea sa proprie, în afara sistemului electric de relee, care are alimentare separată.

Dispozitivul cuprinde următoarele racuri :

1. Un rac cuprinzînd redresorul de joasă tensiune (24 V—5 A) (racul nr. 4).

2. Un rac cuprinzînd partea de comandă electronică a cărei schemă bloc a fost analizată mai sus (racul nr. 1).

3. Un rac cuprinzînd puntea de măsură, precum şi dispozitivele anexe ei : redresorul pentru alimentarea anodică, oscilatorul pentru tensiunea de alimentare a punţii (1 kHz — 5 V), releul telegrafic necesar pentru a acţiona dispozitivele de punere în evidenţă a probelor necorespunzătoare atunci cînd se depăşesc limitele de toleranţă impuse etc. Se observă din schemă că instrumentul de măsură a punţii este un voltmetru electronic de curent continuu şi curent alternativ (racul nr. 2).

4. Un rac pe care se montează elementele etalon (acest rac nu a fost figurat în schemă, figurîndu-se doar un singur element etalon) ; E_1, E_2 sînt elementele de măsurat.

5. Un rac pe care se montează căutătorul, împreună cu toate releele de semnalizare a probelor necorespunzătoare (racul nr. 3).

Toate aceste racuri sînt fixate cu ajutorul unor balamale de panoul frontal, panou pe care se găsesc cheile de acționare a dispozitivului,

Pe calea de curent continuu se observă cîteva celule de întîrziere. Acestea servesc la eliminarea influenței tensiunilor de brum culese de montaj asupra indicațiilor date de instrument. În același scop, în calea de curent alternativ se introduce un circuit acordat pe 1 kHz.

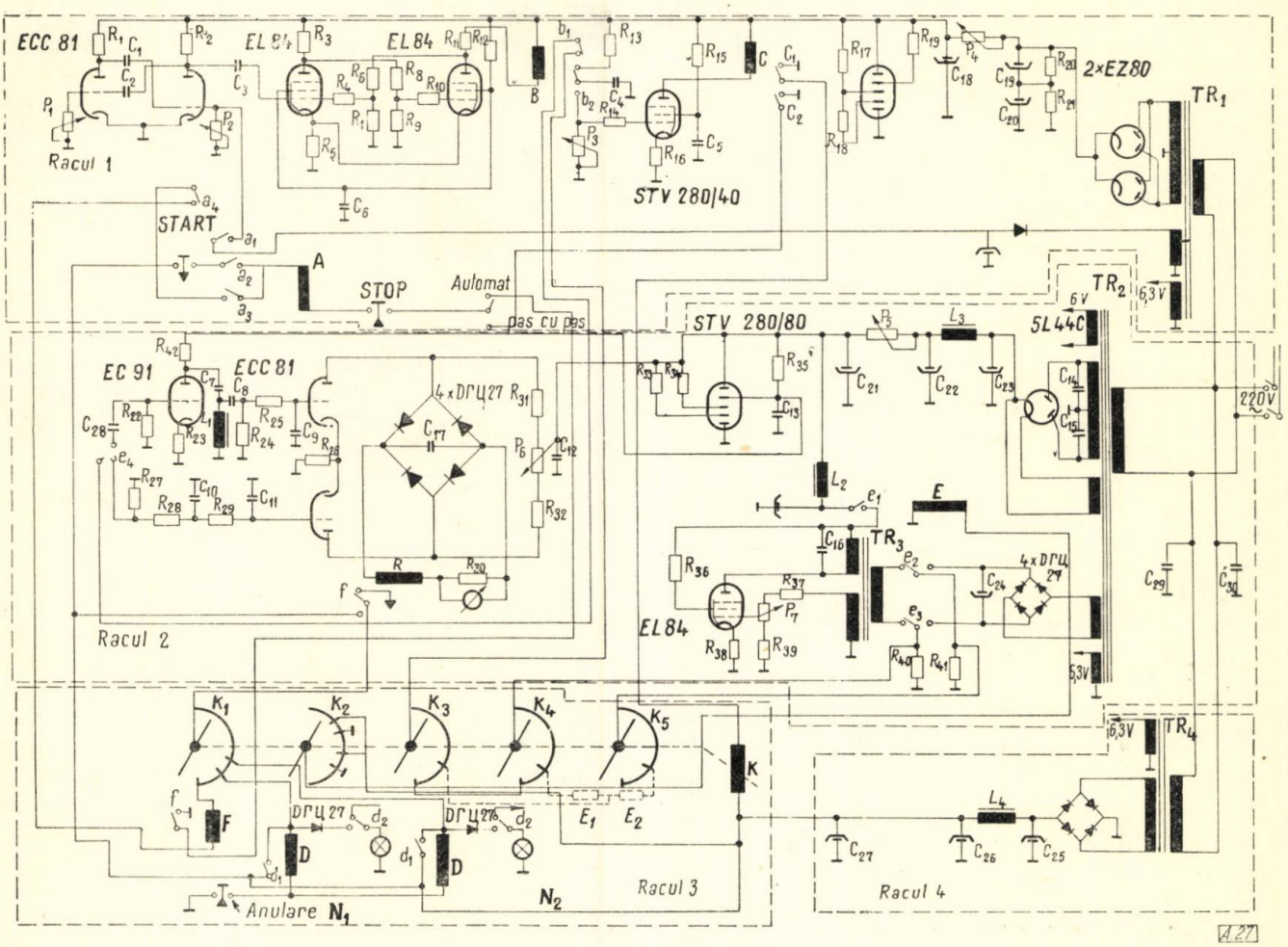


Fig. 2. Schema de principiu a dispozitivului semiautomat pentru controlul circuitelor.

tabloul cu becuri, precum și instrumentul de măsură. Acesta din urmă este foarte util atunci cînd se lucrează pas cu pas, deoarece el dă indicații asupra toleranțelor cu care s-au realizat elementele cablajului.

Schema prezintă următoarele particularități:

1. Redresoarele care livrează tensiunile anodice sînt stabilizate cu tuburi cu neon.

2. Funcționarea dispozitivului se poate face fie automat, fie pas cu pas. Funcționarea pas cu pas este necesară atunci cînd la anumite probe se cer acționări mecanice anterioare, cum ar fi cazul, de pildă, la comutatoarele de radiofrecvență sau la schimbătoarele de tensiune.

3. Instrumentul de măsură a punții este un voltmetru electronic cu două căi: una pentru curent continuu și una pentru curent alternativ.

4. Deoarece nu interesează în ce parte se află deplasată valoarea elementelor de măsurat în raport cu cea etalon, la ieșirea voltmetrului electronic este montată o punte de redresare cu diode de DCT-27. Acest lucru este util, deoarece în acest mod se uniformizează natura indicației, atît pe curent continuu, cît și pe curent alternativ, acul instrumentului bătînd într-o singură parte.

5. S-a evitat introducerea unei comenzi „repede înapoi pînă la zero" cu ajutorul căreia s-ar fi putut aduce dispozitivul pe contactul nr. 1 din orice poziție într-un timp minim, fără însă a se face nici o măsurătoare, aceasta, deoarece s-ar da astfel posibilitatea operatorului să emită anumite probe. În acest fel, însă, se mărește timpul destinat controlului, deoarece pentru un aparat care a avut trei

probe necorespunzătoare nu se refac măsurătorile doar la aceste trei probe, ci la toate probele indicate în caietul de reparaţii. Acest lucru este avantajos, deoarece duce la mărirea indicelui de calitate, nici un aparat nedepăşind punctul de control cu probe necorespunzătoare.

6. Sistemul de semnalizare cu becuri a probelor necorespunzătoare funcţionează în modul următor:

Dacă proba este corespunzătoare, releul R nu este atras, şi astfel, la rîndul de contacte K_1 al căutătorului K ajunge o tensiune alternativă de 6,3 V, care trece prin diodă şi prin contactul d_2, aprinzînd becul (releul D nu este atras). Atunci cînd proba este necorespunzătoare, releul R anclanşează, la contactele K ajunge o tensiune de minus 24 V, care face ca să se atragă releul D, care rămîne atras datorită contactului d_1. Se observă că tensiunea de minus 24 V nu ajunge la bec, fiind blocată de diodă. Atunci cînd căutătorul ajunge pe ultimul contact, este atras releul F, deoarece ultimul contact de pe braţul etalon este în scurtcircuit, iar cel echivalent din braţul de măsură în gol (nu este nimic conectat) şi deci proba apare ca „necorespunzătoare", ceea ce conduce la aplicarea unei tensiuni negative de 24 V pe releu. Prin atragerea releului F se deschide contactul f, ceea ce conduce la revenirea releului A, care, în timpul funcţionării, este atras. Se deschide astfel contactul a_4, ceea ce face să revină la loc releul F, care închide astfel din nou contactul f, fără însă ca prin aceasta să mai fie ceva acţionat, deoarece contactul a_3 este deschis.

Autorul a realizat experimental acest aparat în cadrul Uzinelor „Electronica".

Din rezultatele experimentale obţinute se observă că timpul de lucru pentru o singură probă (o singură măsurare de impedanţe a unui circuit) se reduce de la 10 ÷ 30 s la aproximativ 6 s (cifra de 30 s corespunde la o abilitate redusă a operatorului). Acest lucru arată rentabilitatea utilizării aparatului descris în articolul de faţă.

Prin introducerea în benzile de asamblare a unor dispozitive similare cu acesta, se obţin o creştere a productivităţii muncii destul de însemnată, o mărire considerabilă a indicelui calitativ al punctului de control, precum şi deservirea punctului cu personal de calificare minimă.

Preţul de cost al instalaţiei este repede amortizat în cazul unei producţii de foarte mare serie, unde rentabilitatea aparatului creşte datorită faptului că nu sînt necesare modificări ale etalonării pe un timp foarte îndelungat. Ţinînd seamă şi de numărul mare de ore de funcţionare garantată a dispozitivului (peste 3 000 ore), se observă utilitatea folosirii lui la verificarea cablajului aparatelor electronice în cazul asamblării pe bandă în mare serie.

BIBLIOGRAFIE

[1] Schmidt, I. şi Schultz G., *Die Schaltungskontrolle von elektrischen Geraten in der Serienfertigung.* Radio und Fernsehen nr. 4, 1958.

MIRCEA DUMITRESCU, ALEXANDRU ANDREI*

Proiectarea stabilizatoarelor ferorezonante de tensiune alternativă

În literatura de specialitate se recomandă a se face calculul unui stabilizator de tensiune alternativă după formule empirice stabilite pentru sorturi de tole cu anumite proprietăţi magnetice, care depind de tehnologia ce s-a folosit pentru executarea lor (de exemplu dacă au fost laminate la rece sau la cald, de procentul de siliciu etc.). Parametrii fierului, cum ar fi: permeabilitatea iniţială, intensitatea cîmpului la care începe să satureze materialul şi unghiul de înclinare al palierului de saturaţie etc. diferă de la caz la caz.

Adăugînd faptul că uneori aceşti parametri nu sînt cunoscuţi proiectantului, formulele empirice nu-i pot asigura decît un calcul cu totul orientativ. În aceste împrejurări, obţinerea unei stabilizări normale se realizează experimental prin alegerea combinaţiei optime dintre multiplele prize ale bobinajelor stabilizatorului, ceea ce îl complică şi îl scumpeşte. În articolul de faţă metoda care se propune reduce numărul prizelor pînă la 2.

Se ştie că un dispozitiv electric poate fi folosit ca element stabilizator dacă prezintă pe un interval al caracteristicii sale $I = f(U)$ un palier la care $\lim_{\Delta u \to 0} S = \frac{\Delta I}{\Delta U} \to \infty$.

În montajele electronice de stabilizare, se folosesc în mod curent ca elemente de referinţă stabilizate tuburile cu neon. Caracteristica acestor elemente este de forma celei din figura 1.

Porţiunea din caracteristica utilizată pentru stabilizare este *ab*. Metoda de calcul care se foloseşte la stabilirea regimului normal de funcţionare la un tub cu neon se va aplica şi la sta-

* Ing. *M. Dumitrescu* este cercetător, iar ing. *A. Alexandru* este şef de laborator la ICET.

bilizatoare de tensiune alternativă, întrucît caracteristica lor se apropie de caracteristica tubului cu neon. Într-adevăr, caracteristica

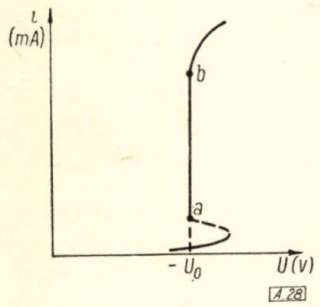


Fig. 1. Caracteristica $I_a - U_a$ a unui tub cu neon.

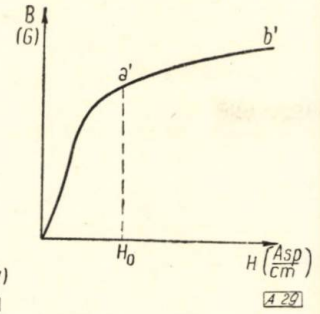


Fig. 2. Caracteristica unui material fier-siliciu.

unei inductanţe cu fier (L_n) care lucrează în domeniul de saturaţie prezintă un palier aproape orizontal (intervalul $a'b'$) (fig. 2).

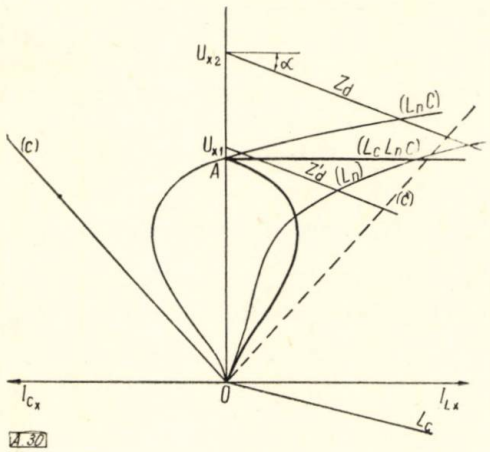


Fig. 3. Caracteristica unui stabilizator ferorezonant (L_c L_n C): Z_d – impedanţa corespunzătoare fluxului dispersat prin braţul nesaturat; L_n – caracteristica $B=f(H)$ a materialului magnetic; C – caracteristica $U_c - I_c$ dată de capacitatea C; L_n C – caracteristica compusă; L_c – caracteristica inductanţei de compensare.

În figura 2 se observă că saturaţia începe la un anumit număr de amperspire (H_0), ceea ce înseamnă că stabilizatorul care foloseşte o astfel de caracteristică va lucra cu un randament foarte slab. Lucrul său poate fi îmbunătăţit dacă în paralel cu inductanţa saturată (L_n) se montează un condensator C. Valoarea acestuia se alege astfel încît L_n şi C să formeze un circuit acordat. În figura 3 se prezintă un exemplu calitativ al compunerii curbelor L_n şi C. La caracteristica compusă L_n C se remarcă palierul de saturaţie care începe la un număr de amperspire egal cu zero, adică în punctul A (pentru mersul în gol). Deoarece acest palier nu poate asigura încă o stabilitate suficientă, se va folosi o inductanţă de compensare L_c liniară, a cărei dreaptă să aibe un coeficient unghiular negativ dar egal cu coeficientul unghiular al palierului la saturaţie. În acest caz, caracteristica (L_c L_n C) este paralelă cu abscisa (fig. 3).

Curba L_c L_n C se apropie de caracteristica tubului cu neon. Rămîne să se fixeze domeniul de lucru şi să se determine impedanţa ce trebuie montată în serie cu acest stabilizator, precum şi valoarea ei. Introducem notaţiile:

U_1 – tensiunea de intrare;
U_2 – tensiunea de ieşire;
Z_d – impedanţa liniară creată cu un circuit magnetic cu întrefier;
Z_s – impedanţa saturată creată cu un circuit magnetic continuu;
Z_c – impedanţa de compensare liniară în care se induce o tensiune proporţională cu tensiunea de intrare U_1;
R_s – rezistenţa de sarcină.

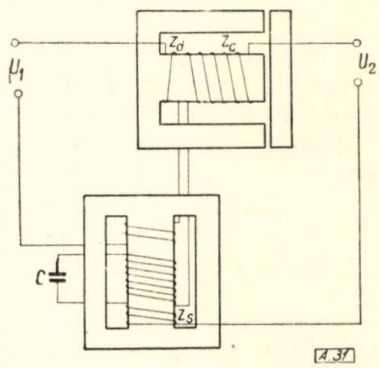


Fig. 4. Schema unui stabilizator ferorezonant de tensiune alternativă cu două circuite magnetice.

Se alege tipul stabilizatorului:

a) cu două miezuri independente legate în serie (fig. 4);

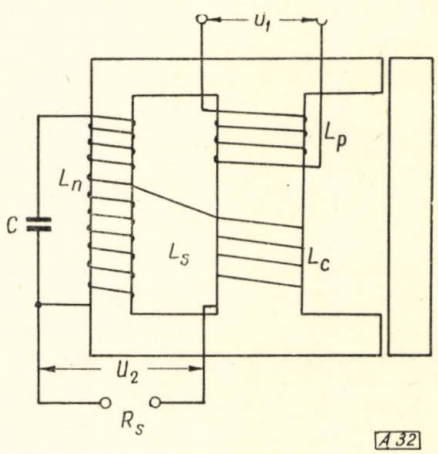


Fig. 5. Schema unui stabilizator ferorezonant de tensiune alternativă cu un circuit magnetic.

b) cu miez unic (fig. 5).

Pentru tole, manta cu dimensiuni uzuale şi puteri nu mai mari de 100 W se foloseşte stabilizatorul tip *b*.

Dacă în cazul „a" valoarea lui Z_d se caută a fi cît mai mare pentru a mări coeficientul de stabilitate a stabilizatorului, în cazul „b" Z_d este limitat de fluxul ce se poate deriva prin circuitul cu întrefier, ceea ce micşorează gradul

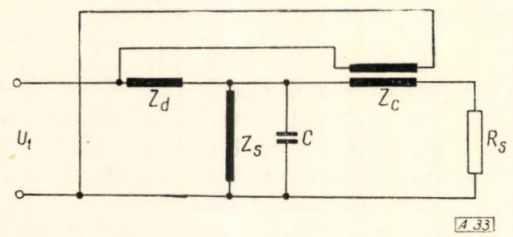


Fig. 6. Schema electrică a unui stabilizator ferorezonant de tensiune alternativă :

Z_d – impedanţa corespunzătoare fluxului de dispersie prin braţul nesaturat ; Z_s – impedanţa corespunzătoare a braţului saturat ; C – capacitatea de acord ; Z_c – impedanţa de compensare ; R_s – rezistenţa de sarcină.

de liniaritate. Şi într-un caz şi într-altul, schema electrică poate fi reprezentată ca în figura 6.

În figura 3 au fost construite dreptele paralele Z_d şi Z_d'. Mărimea segmentului delimitat pe axa ordonatelor de cele două drepte paralele trebuie să corespundă variaţiei tensiunii de alimentare U_1, care se impune prin tema de proiectare. Unghiul de înclinare a lui Z_d este dat de

$$\operatorname{arc\,tg} \sqrt{r^2 + x_d^2} \simeq \operatorname{arc\,tg}\, x_d \,. \qquad (1)$$

1. Echivalarea funcţiilor $B = f(H)$ şi $U_* = \varphi(I_*)$

Pe baza :

a) legii inducţiei electromagnetice generalizate,

$$\oint_\Gamma \mathbf{E}\,\mathrm{d}\mathbf{r} = -\gamma_0 \int_S \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t}\,\mathrm{d}\mathbf{A} + \gamma_0 \oint_\Gamma (\mathbf{U}\times\mathbf{B})\,\mathrm{d}\mathbf{r}, \qquad (2)$$

şi a

b) legii circuitului magnetic,

$$\oint_\Gamma \mathbf{H}\,\mathrm{d}\mathbf{l} = \varkappa\nu_0 \int_S \mathbf{J}\,\mathrm{d}\mathbf{A}\,; \qquad (3)$$

folosind sistemul de unităţi CGS se poate trece la echivalarea funcţiilor $B = f(H)$ şi $U_* = \varphi(I_*)$ şi la introducerea constantelor M_u şi M_i necesare calculului. Cele două legi se mai pot scrie :

$$u \simeq \mathrm{e} = -4{,}44\, f\, B\, S\, N\, 10^{-8}\ (\mathrm{V}), \qquad (4)$$

$$H = \frac{N I}{l}\left(\frac{\mathrm{Asp}}{\mathrm{cm}}\right). \qquad (5)$$

Cu notaţiile :

$$M_u = 4{,}44\ \mathrm{f}\ \mathrm{S}\ \mathrm{N}\ 10^{-4},$$

$$M_i = \frac{l}{N}\cdot 10^2.$$

Expresiile (4) şi (5) devin :

$$U = \frac{M_u B}{10^4}, \qquad (6)$$

$$H = \frac{10^2 I}{M_i}. \qquad (7)$$

Notînd în expresiile (6) şi (7) :

$$U_* = \frac{B}{10^4} \quad \text{şi} \quad I_* = \frac{H}{10^2},$$

se obţine :

$$U_* = \frac{U}{M_u}, \qquad (8)$$

$$I_* = \frac{I}{M_i}. \qquad (9)$$

Din expresiile (8) şi (9) se vede că U şi I sînt funcţii de B, respectiv H, deci transformarea propusă este posibilă. Mai departe, facem convenţia ca toate mărimile care se referă la funcţia $U_* = \varphi(I_*)$ să se numească mărimi raportate, iar funcţia φ – funcţie raportată. Trecerea de la mărimile raportate la cele reale şi invers se face folosind constantele M_u şi M_i.

2. Coeficientul de stabilitate

Definim coeficient de stabilitate al stabilizatorului cu înfăşurare de compensare raportul $\frac{\Delta U_{1*}}{\Delta U_{2_*}'' + \Delta U_{2_*}'}$, în unul din punctele limită de funcţionare, pentru cazul cînd $\Delta U_{2_*}' \longrightarrow 0$.

În cazul acesta, expresia stabilităţii S ia forma :

$$S = S_1 S_2 = \frac{\Delta U_{1*}}{\Delta U_{2*}} \cdot \frac{l}{l'} \cdot \frac{\sin\gamma(1 + \operatorname{tg}\theta \operatorname{tg}\beta)}{\operatorname{tg}\beta},$$

unde :

$S_1 = \frac{\Delta U_{1*}}{\Delta U_{2*}}$ – stabilitatea fără înfăşurarea de compensare,

$S_2 = \frac{l}{l'} \cdot \frac{\sin\gamma(1 + \operatorname{tg}\theta \operatorname{tg}\beta)}{\operatorname{tg}\beta}$ – factor de îmbunătăţire a stabilităţii, dat de înfăşurarea de compensare.

Să demonstrăm acest lucru. Expresia lui S se determină la mersul în plină sarcină în punctul minim de funcţionare. Deoarece expresia lui S_1 este evidentă, vom demonstra expresia lui S_2 folosind figura 7. Din definiţia stabilităţii cunoaştem că :

$$S = \lim_{\Delta U_{2_*}' \to 0} S_1 S_2 = S_1 \lim_{\Delta U_{2_*}' \to 0} s_2.$$

Putem scrie :

$$S_2 = \lim s_2 = \lim \frac{\Delta U_{2*}}{\Delta U''_{2*} + \Delta U'_{2*}} =$$

$$= \lim_{\delta \to 0} \frac{\Delta U_{2*}}{\Delta U''_{2*}} \cdot \lim_{\Delta U'_{2*} \to 0} \frac{1}{\left(1 + \frac{\Delta U'_{2*}}{\Delta U''_{2*}}\right)},$$

$$S_2 = \lim_{\delta \to 0} \frac{\Delta U_{2*}}{\Delta U''_{2*}}.$$

Din figura 7 se determină :

$$\Delta U_2 = l \cdot \sin \gamma,$$

$$\Delta U''_{2*} = (l' - \Delta l') \operatorname{tg} \beta,$$

sau

$$\Delta U''_{2*} = l' \frac{\operatorname{tg} \beta}{1 + \operatorname{tg} \delta \cdot \operatorname{tg} \beta}, \text{ deoarece } \Delta l' = \Delta U''_2 \operatorname{tg} \delta ;$$

deci :

$$S_2 = \lim_{\delta \to 0} \frac{l}{l'} \cdot \frac{\sin\gamma(1 + \operatorname{tg}\delta \cdot \operatorname{tg}\beta)}{\operatorname{tg}\beta} = \frac{l}{l'} \cdot \frac{\sin\gamma(1 + \operatorname{tg}\theta \cdot \operatorname{tg}\beta)}{\operatorname{tg}\beta}.$$

Cazul studiat este valabil pentru o funcție monoton crescătoare la care, în orice punct al curbei pe intervalul studiat, valoarea tangentei nu se anulează. Valoarea unghiului β se determină calculînd unghiul α' al tangentei la curba $U_* = \varphi(I_*)$ în punctul B, din care se scade valoarea unghiului γ. Punctul B este intersecția curbei $U_* = \varphi(I_*)$ cu cercul de rază AC, cu centrul în A. Tangenta unghiului β pune în evidență mărimea neliniarității curbei $U_* = \varphi(I_*)$ în intervalul studiat, neliniaritate care duce

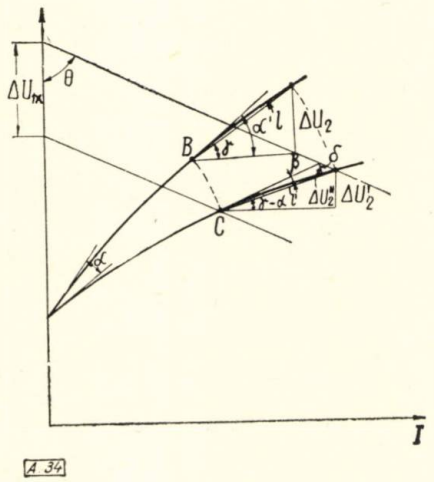


Fig. 7.

la micșorarea stabilității. Ecuația funcției φ este de forma :

$$U_* = a I_*^m,$$

unde a și m sînt constante. Ele se determină din curba compusă a fiecărui sort de tole.

3. Determinarea secțiunii fierului

Integrînd expresia energiei magnetice libere :

$$W_{cm} = \frac{\gamma_0}{\nu_0} \int \frac{\mathbf{H} \cdot \mathbf{B}}{2k} \, dv, \qquad (10)$$

se obține

$$W_{em} = \frac{\mathbf{H} \cdot \mathbf{B} \cdot v}{2}.$$

Deoarece $\mathbf{H} \cdot \mathbf{B} = H \cdot B \cos \alpha t$ unde α este foarte mic, astfel că $\cos \alpha \cong 0$, iar

$$P = \frac{dw}{dt},$$

se deduce :

$$P = \omega H \cdot B \cdot V. \qquad (11)$$

Folosind legea circuitului magnetic (expresia 3) și știind că $I = J \cdot A$ se deduce

$$S_f \cdot S_c = \frac{P}{\omega B \cdot J \cdot k}, \qquad (12)$$

unde :

P este puterea, W ;
S_f — secțiunea ferestrei, m² ;
S_c — secțiunea miezului, m² ;
B — inducția, Wb/m² ;
J — intensitatea de curent, A/m² ;
k — coeficientul de umplere 0,06÷0,1 ;
A — secțiunea conductorului, m².

Relația (12) permite determinarea secțiunii centrale a fierului pentru o secțiune a ferestrei tolei alese. Pentru stabilizatoarele ferorezonante cu un singur circuit magnetic, se recomandă ca $S_f \geqslant 2 S_c$. Odată determinat S_c, se poate determina numărul de spire primare, folosind expresia f.e.m. (expresia 4) la o inducție nominală B_n. Valoarea lui B_n se deduce din relația :

$$B_n = B_{max} \frac{U_n}{U_{max}}.$$

Valoarea lui B_{max} se alege astfel ca să nu intre în cotul caracteristicii. U_{max} corespunde limitei maxime cu care poate varia tensiunea de intrare. În expresia (12), valoarea lui $P = \frac{P_s}{\eta}$, unde P_s este puterea în sarcină, iar $\eta = 0{,}4 \div 0{,}5$.

4. Exemplu de calcul

Deoarece metodica de calcul se va urmări mai ușor pe un exemplu numeric, se vor calcula parametrii unui stabilizator de 100 W în condițiile următoare :

— tensiunea de intrare $U_1 = 110$ sau 220 V ;
— tensiunea de ieșire $U_2 = 220$ V ;
— frecvența rețelei $f = 50$ Hz ;
— tensiunea de intrare poate varia între 166 și 240 V.

Se ridică caracteristica fierului $B = f(H)$, folosind metoda osciloscopului (fig. 8).

Această metodă prezintă avantajul unei manipulări uşoare. Pentru obţinerea unor măsurători corecte, osciloscopul se etalonează aducînd

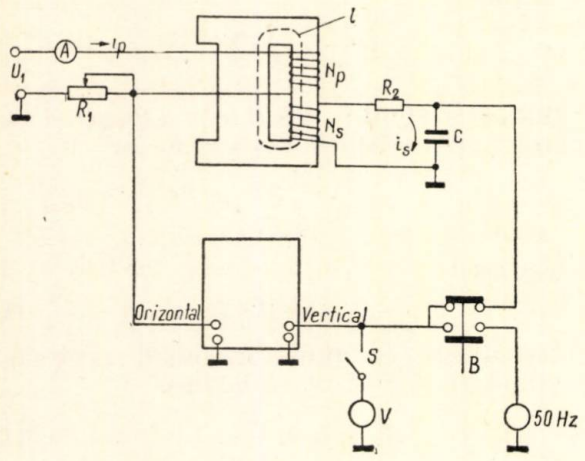


Fig. 8. Schema electrică de ridicare a caracteristicii magnetice a unui pachet de tole.

la intrarea sa o tensiune de 50 Hz de amplitudine cunoscută. În acest scop se foloseşte cheia B.

Cîteva date de ordin constructiv relative la executarea schemei pentru ridicarea caracteristicii $B = f(H)$.

Numărul de spire primare N_p se determină din relaţia

$$H = \frac{0{,}4\pi \cdot N_p \cdot i_p}{l} \text{ (Oe)}. \qquad (13)$$

Pentru H se aleg valori cuprinse între 40...60 Oe, după cum puterile cerute stabilizatorului sînt cuprinse între 50 şi 100 W. Valoarea lui i_p se deduce din relaţia $i_p \cong U_1/R_1$, deoarece căderea de tensiune pe înfăşurarea primară este neglijabilă, iar pentru R_1 se aleg valori între $100 \div 200\,\Omega$. Circuitul secundar va cuprinde 100—200 spire şi va fi executat cu sîrmă Cu-Em $\varnothing$ 0,1. Valoarea lui $R_2 = 0{,}5...1\ \text{M}\Omega$, iar valoarea lui C se alege astfel încît să avem îndeplinită condiţia $R_2 \gg \frac{1}{\omega C}$.

Prelucrarea indicaţiilor osciloscopului

a) *Se determină sensibilitatea osciloscopului* pentru o anumită amplificare:

$$s = \frac{d}{e} \text{ mm/V},$$

în care:

d este deplasarea spotului pe verticală, mm;

e — amplitudinea tensiunii aplicate la intrare, (V).

Ştiind că tensiunea pe condensator este dată de relaţia:

$$e_c = \frac{1}{C}\int i_s\,dt = \frac{1}{R_2 C}\int e_s\,dt, \qquad (14)$$

se obţine:

$$B = \frac{R_2 C}{N_s S_c s}\, d$$

sau

$$B = k \cdot d \text{ (Wb/m}^2\text{)}$$

în care:

R_2 este rezistenţa, (Ω);

C — capacitatea, (F);

S_c — secţiunea miezului, (m²);

s — sensibilitatea osciloscopului, (mm/V);

d — deplasarea spotului , (mm).

Relaţia (15) permite trasarea curbei $B = f(H)$ şi a funcţiei raportate (transformate) $U_* = \varphi(I_*)$ (fig. 9) dacă se ţine seamă de relaţiile (6) şi (7).

b) Din relaţia (12) se determină *secţiunea centrală a fierului.* $S_c = 14{,}6$ cm², $S_f = 23$ cm², pentru $J = 2$ A/mm², $B_{max} = 1{,}23$ Wb/m², $f = 50$ Hz, $k = 0{,}078$ (aici s-a luat în mod excepţional o densitate de curent $J = 2$ A/mm² din lipsa unui fier corespunzător, ceea ce va duce la încălzirea înfăşurării pînă la 70—80°C. Această temperatură nu periclitează viaţa înfăşurării, deoarece se ştie că emailul rezistă pînă la 120°C). În mod normal pentru densitatea de curent se aleg valori cuprinse între 1—15 A/mm².

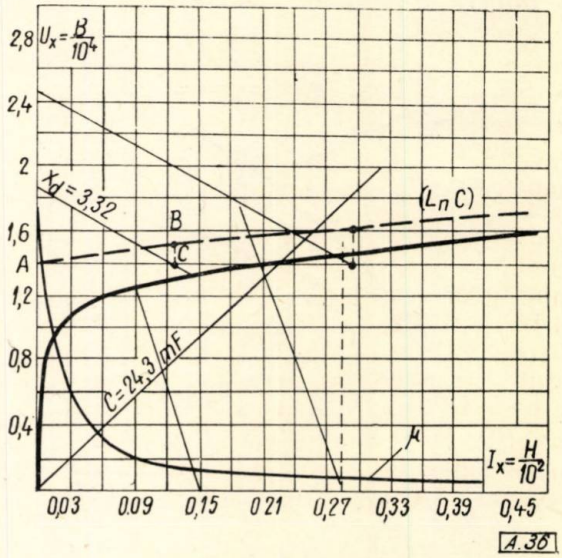


Fig. 9. Curba $U_* = \varphi(I_*)$ în valori raportate.

c) *Determinarea fluxurilor în secţiunea centrală:*

$B_{max} = 1{,}23$ Wb/m² $\Phi_{max} = 17{,}9 \cdot 10^{-4}$ Wb

$B_{nom} = 1{,}05$ Wb/m² $\Phi_{nom} = 15{,}3 \cdot 10^{-4}$ Wb

$B_{min} = 0{,}87$ Wb/m² $\Phi_{min} = 12{,}7 \cdot 10^{-4}$ Wb

d) *Numărul de amperspire primare* se determină pentru $B_{nom} = 1{,}05$ Wb/m:

$$w_{110} = 330 \text{ sp}, \quad w_{220} = 660 \text{ sp}.$$

e) *Determinarea mărimilor* M_i şi M_u. Cunoscînd valoarea curentului secundar $I_2 = 0{,}5$ A şi a randamentului $\eta = 50\,\%$, determinăm $I_1' = \frac{I_2}{\eta} = 1$ A.

Determinăm valoarea raportată a curentului minim secundar din relaţia:

$$I_{1\,\min.} = (0{,}5 \div 0{,}8)\frac{w_1 I_1'}{l} \cong 0{,}15$$

şi

$$M_i = \frac{I_1'}{I_{1\,\min.}} = 6{,}67$$

În punctul de intersecţie a dreptei $I_{1\min.} = 0{,}15$ cu caracteristica $U_* = \varphi(I_*)$, se construieşte dreapta reactanţei de dispersie la un unghi a cărui tangentă să fie cuprinsă între 1 şi 5. În cazul de faţă s-a luat pentru $Z_{d.} \simeq X_{d.} = 3{,}35$. Dreapta $X_{d.}$ va determina pe ordonată punctul ($U_{1\min.} = 1{,}85$, $I_* = 0$) corespunzător tensiunii minime de intrare $U_{1\,\min} = 166$ V. Prin translaţia dreptei în punctul $U_{1\,med} = U_{1\,\min} = \frac{U_{1\,med}}{U_{1\,\min}} = 2{,}24$, se deduce punctul mediu de funcţionare pe caracteristica $U_* = \varphi(I_*)$, adică $U_{2med} = 1{,}45$.

$$M_u = \frac{U_{1\,med}}{U_{2\,med}} = \frac{U_{1\,\min} + U_{1\,max}}{2} \cdot \frac{1}{1{,}45}$$

$$M_u = 142$$

f) *Determinarea punctului minim de funcţionare pentru mersul în plină sarcină* este necesară pentru a verifica dacă U_{1min} nu intră în cotul caracteristicii $B = f(H)$. Pentru $I_2 = 0{,}5$ A rezistenţa de sarcină $R_s = U_2/I_2 = 440\ \Omega$, de unde valoarea raportată $R_{s.} = R_s \frac{M_i}{M_u} = 20{,}5$. Cu această valoare se poate construi dreapta de sarcină în punctul $I_{1\,\min.} = 0{,}15$. Se observă că punctul de intersecţie a dreptei de sarcină cu curba $U_* = \varphi(I_*)$ va fi dat de coordonatele ($U_* = 1{,}25$, $I_* = 0{,}089$), deci nu se intră în cotul caracteristicii. Acelaşi punct de funcţionare trebuie să-l regăsim verificînd valorile fluxurilor în cele două braţe (saturat şi nesaturat) ale fierului. Cunoscîndu-se $X_{d.} = 3{,}35$, se deduce inducţia de dispersie

$$L = \frac{X_{d.}}{\omega} \cdot \frac{M_u}{M_i} = 0{,}23 \text{ H}. \qquad (15)$$

Fluxul de dispersie

$$\Phi_{I\,\min} = \frac{L \cdot I_{1\,\min.} M_i}{w_{220}}, \qquad (16)$$

$$\Phi_{I\,\min} = 3{,}48 \cdot 10^{-4} \text{ Wb},$$

$$B_{I\,\min} = 0{,}476 \text{ Wb/m}^2.$$

Fluxul minim în braţul saturat $\Phi_{II\,min} = \Phi_{l\,min} - \Phi_{I\,min} = 9{,}22 \cdot 10^{-4}$ Wb, unde $\Phi_{l\,min}$ este fluxul total.

$$B_{II\,min} = \frac{\Phi_{II\,min}}{S_{II}} = 1{,}25 \text{ Wb/m}^2.$$

Observăm că valoarea B_{IImin} coincide cu punctul minim de funcţionare. Dacă acest ultim punct nu este verificat, se măreşte valoarea reactanţei de dispersie sau se modifică valorile fluxurilor în braţul nesaturat. Trebuie avut în vedere că reactanţa de dispersie nu poate fi mărită prea mult, deoarece, după cum vom vedea, acest lucru micşorează întrefierul, ceea ce poate duce la saturarea braţului shunt.

g) *Determinarea întrefierului.* Pentru un circuit magnetic cu întrefier avem relaţia:

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{B}{H} = \frac{\mu_0 l}{2\delta}, \qquad (17)$$

de unde se deduce valoarea întrefierului total 2δ:

$$2\delta = \mu_0 l \frac{H}{B} = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 0{,}28 \frac{1\,500}{0{,}476} =$$

$$= 1{,}11 \cdot 10^{-3} \text{ m};$$

$$2 \cdot \delta = 1{,}11 \text{ mm}.$$

h) *Determinarea numărului de spire ale înfăşurării condensatorului.* Fiind construită dreapta corespunzătoare reactanţei capacitive (această dreaptă se construieşte astfel ca punctul ei de intersecţie cu caracteristica fierului saturat să se găsească în jurul punctului mediu de funcţionare) se deduce valoarea capacităţii:

$$C_1 = \frac{1}{\omega} \frac{1}{X_{c.}} \cdot \frac{M_i}{M_u} \text{ (F)}, \qquad (18)$$

$$C_1 = 24{,}3 \ \mu\text{F}.$$

Tensiunea pe capacitate se deduce folosind caracteristica compusă

$U_c = U_{c.} \cdot M_u = 228$ V, iar numărul de spire

$$w_c = \frac{U_c}{4{,}44\ B\ f\ S} = 890 \text{ sp. pentru } B = 1{,}6 \text{ Wb/m}^2.$$

Pentru că valoarea lui $C_1 = 24{,}3\ \mu$F nu este o valoare uzuală, se va alege capacitatea $C_2 = 4\ \mu\text{F}/1-3$ kV, ceea ce comportă mărirea tensiunii pe condensator şi deci şi a numărului de spire în raportul $\sqrt{\frac{C_1}{C_2}}$.

$$w_c' = w_c \sqrt{\frac{C_1}{C_2}} = 2180 \text{ sp},$$

$$U_c' = U_c \sqrt{\frac{C_1}{C_2}} = 560 \text{ V}.$$

La alegerea condensatorului, trebuie avut în vedere ca tensiunea dată de fabricant să fie cel puţin egală cu tensiunea calculată din expresia

$$U_{\text{lucru}} = \sqrt{\frac{2P}{\omega C}} \text{ (V)}, \qquad (19)$$

unde:
$P = I_{c_*} U_{c_*} M_i M_u = 410$ W, iar tensiunea de lucru:

$$U_{\text{lucru}} = 1{,}14 \text{ kV}.$$

i) *Numărul de spire secundare* w_2 îl deducem din relaţia:

$$w_2 = \frac{U_2}{4{,}44 \cdot B_2 f \cdot S_{II}} = 860 \text{ sp};$$

$$B_2 = 1{,}55 \text{ Wb/m}^2.$$

j) *Determinarea numărului de spire ale înfăşurării de compensare.* În acest scop se va ţine seamă de cele două circuite magnetice, saturat şi nesaturat. Pornind de la relaţia f.m.m.:

$$\mathcal{F} = \Phi \mathcal{R}_e \qquad (20)$$

unde:

$\mathcal{R}_e$ reprezintă reluctanţa echivalentă a circuitului magnetic;
$\mathcal{R}_I$ — reluctanţa braţului nesaturat;
$\mathcal{R}_{II}$ — reluctanţa braţului saturat;

se obţine:

$$\mathcal{R}_e = \frac{\mathcal{R}_I \cdot \mathcal{R}_{II}}{\mathcal{R}_I + \mathcal{R}_{II}} \simeq \mathcal{R}_{II} \cdot \frac{\mu_{II} \cdot \delta}{l + \delta \mu_{II}}.$$

Cu aceasta, numărul de spire ale înfăşurării de compensare

$$W_{\text{comp}} = \sqrt{\frac{l \cdot L_c}{\mu_0 \cdot S_{II}\left(\frac{l}{\delta} + \mu_{II}\right)}},$$

unde:

l este lungimea circuitului magnetic, m;
L_c — inductanţa de compensare, H;
S_{II} — secţiunea braţului saturat, m²;
δ — întrefierul total, m;
$\mu_0 = 4.10^7$ — permeabilitatea vidului;
μ_{II} — permeabilitatea fierului în punctul minim de funcţionare.

Inductanţa de compensare L_c se deduce cunoscînd înclinarea caracteristicii compuse faţă de orizontală.

$$L_c = \frac{x_{\text{comp}_*}}{\omega} \cdot \frac{M_u}{M_i} = 0{,}05 \text{ H},$$

$\mu_{II} = 1500$ citit pe caracteristica $w_{\text{comp}} = 100$ sp.
Căderea de tensiune pe această înfăşurare

$$U_{\text{comp}} = \frac{w_{\text{comp}}}{N} = \frac{100}{3} = 33 \text{ V}.$$

Această tensiune este în contrafază cu tensiunea de ieşire; de aceea la numărul de spire secundar w_2 se adaugă un număr de spire suplimentar $w_s = U_{\text{comp}} \cdot N = 33 \cdot 3 = 99$ sp deci $w_2' = 860 + 99 = 959$ sp.

k) *Determinarea secţiunii conductoarelor.* Diametrul înfăşurării braţului saturat se determină la valoarea curentului capacitiv $I_c = I_{c_*} \cdot M_i$ pentru o densitate de curent $J = 1{,}5 - 2$ A/mm², unde I_c este determinat de intersecţia dreptei $U_{c_*} = X_{c_*} \cdot I_{c_*}$ cu caracteristica compusă. Valoarea lui $I_c = 1{,}73$ A. Deoarece numărul de spire ale înfăşurării s-a mărit după cum am văzut la punctul h, noua valoare a curentului $I_c' = I_c \frac{w_c}{w_c'} = 0{,}7$ A, pentru aceeaşi putere în secundar. Prin înfăşurarea care alimentează sarcina va trece curentul $I = \sqrt{I_c'^2 + I_2^2} = 0{,}86$ A. La calculul diametrului înfăşurării primare, cît şi al celui al înfăşurării de compensare, se alege o densitate de curent $J = 2{,}5 - 3$ A/mm². Cunoscînd diametrele conductoarelor, se verifică dacă înfăşurarea intră în fereastra tolei alese.

l) *Calculul coeficientului de stabilitate*

$$S_1 = \frac{\Delta U_{1_*}}{\Delta U_{2_*}} = 6{,}3.$$

Pentru determinarea lui S_2, în speţă valoarea unghiului β, se va calcula derivata curbei $U_* = a I_*^m$ în punctul $I_* = 0{,}126$. În cazul de faţă $a = 0{,}603$, iar $m = 0{,}77$. Aceste valori se găsesc repede prin două-trei încercări care trebuie să verifice puncte ale caracteristicii compuse. Expresia (11) ia forma:

$$U_* = 0{,}603 \; I_*^{0{,}77}.$$

Tangenta la curba în punctul B va fi $\text{tg}\,\alpha' = 0{,}734$, iar $\alpha' = 36°10'$, $\beta = \alpha' - \gamma = 3°40'$, $\text{tg}\gamma = 0{,}64$, $\gamma = 32°30'$, $\text{tg}\,\theta = 3{,}35$, $l = 0{,}26$, $l' = 0{,}3$. Unităţile lui l şi l' sînt cele ale abscisei din caracteristica raportată

$$S_2 = \frac{l}{l'} \cdot \frac{\sin\gamma(1 + \text{tg}\,\theta \cdot \text{tg}\beta)}{\text{tg}\beta} = 13{,}2,$$

$S = S_1 S_2 = 6{,}3 \cdot 13{,}2 = 83$. Dacă $\Delta U_1 = 74$V $\Delta U_2 = 0{,}89$ V.

Recapitularea datelor

Date teoretice	Date măsurate
U_1 = 166—240 V	U_1 = 166—240 V
U_2 = 220 V	U_2 = 218 V
I_2 = 0,5 A	I_2 = 0,5 A
S = 83	S = 74
ΔU_2 = 0,84 V	ΔU_2 = 1 V
w_1 = 330/660 spire	w_1 = 660 spire
w_2 = 760—860—959—1 060 spire	w_2 = 860 spire
w_{comp} = 80—100—120 spire	w_{comp} = 100 spire
w_c' = 2 180 spire	w_c' = 2 180 spire

Recomandații de ordin constructiv

— Tolele se ştanţează după axele AA' şi BB' (fig. 10), după care se tratează la cald, folosind reţeta : se încălzesc la 800°C timp de 1 h, după care se lasă să se răcească lent.

— Ţinînd seamă de grosimea pachetului de tole, carcasa se va executa destul de largă, pentru ca secţiunea fierului calculată să poată fi respectată.

— La înfăşurările de compensare şi de sarcină se scot în jurul prizei calculate încă două prize. Această precauţie se ia deoarece din experienţă s-a dovedit că, la montarea transformatorului, secţiunea fierului nu este riguros respectată, iar valoarea capacităţii nu corespunde întotdeauna mărimii prescrise de fabricant; de asemenea, scăpările pot varia.

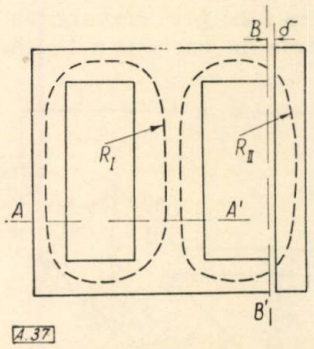


Fig. 10. Forma tolei cu indicarea direcţiilor de ştanţare.

— Înfăşurarea de compensare se leagă în contrafază cu sarcina.

BIBLIOGRAFIE

[1] Tănăsescu T. : *Manual de tuburi şi circuite electronice* (vol. II). Editura Academiei R.P.R., Bucureşti 1957, p. 123
[2] Bogdanov D. I. şi Evdochimov K. : *Stabilizator ferorezonant.* Gosenergoizdat, Moscova, 1958.
[3] Lurie A. G. : *Teoria stabilizatoarelor ferorezonante de tensiune.* Gosenergoizdat, Moscova, 1958.

LUCIAN NICA *

Proiectarea şi realizarea punţilor Wheatstone de precizie cu termorezistenţe utilizate în sistemul unificat de reglare tip CRA-160 ICET

1. Consideraţii generale

Scopul articolului de faţă este să prezinte proiectarea, construcţia şi performanţele punţilor Wheatstone cu termorezistenţe, utilizate la măsurarea temperaturilor din domeniul $-50 \cdots +550$°C, cu precizii între $\pm$ 0,2 şi $\pm$ 4°C.

Anumite caracteristici ale punţii (comutarea subgamelor de temperatură, reducerea erorilor cu temperatura mediului, compensarea erorilor termorezistenţei etc.), precum şi modul de calcul reprezintă soluţii originale ale problemelor respective.

Punţile descrise mai jos au fost concepute ca elemente ale blocurilor de măsură („blocuri adaptoare") din cadrul complexului de reglare automată, tip CRA-160, realizat la Institutul de cercetări electrotehnice.

1.1. *Schema generală a punţii*

Domeniul de temperaturi — 50°C... + 550°C este măsurat cu două tipuri de termorezistenţe : de cupru şi de platin. Între —50°C şi + 150°C, se foloseşte primul tip, domeniul de temperatură fiind împărţit în şapte subgame : — 50°C — 0°C ; — 25°C... + 25°C ; 0 — 50°C ; 25°C—75°C ; 50°C—100°C ; 75°C—125°C ; 100°C—150°C. Termorezistenţa de platin se utilizează în domeniul + 50°C... + 550°C, divizat în cinci subgame de cîte 100°C. Folosirea cuprului în domeniul — 50... + 150°C este justificată de costul redus şi caracteristica liniară a acestui tip de termorezistenţă.

Schema punţii pentru termorezistenţa de platin este dată în figura 1.

Rezistenţele r_2, r_3 şi r_4 formează împreună cu termorezistenţa r_1 cele patru braţe ale punţii Wheatstone. Rezistenţele r_5 şi r_{15} servesc la ajustarea valorilor-limită ale tensiunii de deze-

* Ing. *L. NICA* este cercetător la ICET.

chilibru, prin compensarea erorilor de fabricație a elementelor punții și, respectiv, reglarea curentului de alimentare a punții. Comutarea subgamelor se face prin rezistențele $r_6 - r_9$, care mențin limitele de variație a tensiunii de dezechilibru. Rezistențele r_{10} și r_{13} compensează abaterea de neliniaritate a termorezistenței de platină, iar rezistențele r_{14} permit conectarea termorezistenței la punte cu conductoare normalizate ca diametru, de lungime 0, 25, 50, 75, 100 m. Puntea pentru termorezistențe de cupru este similară; lipsesc rezistențele $r_{10} - r_{13}$ iar rezistențele de subgamă sînt în număr de 6 ($r_6 - r_{11}$).

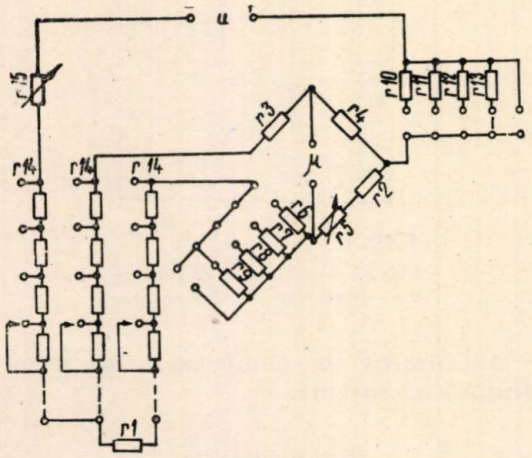


Fig. 1. Schema punții cu termorezistența de platină.

Alimentarea punților se face cu curent continuu stabilizat.

2. Proiectarea punții Wheatstone

Neconsiderînd erorile introduse de termorezistențe, se impun punților Wheatstone următoarele condiții tehnice:

— limitele tensiunii de dezechilibru, în fiecare subgamă:

$$50 - 250 \text{ mV};$$

— neliniaritatea tensiunii de dezechilibru:

$$\pm 0{,}2\%;$$

— eroarea de măsură principală:

$$\pm 0{,}4\%;$$

— erori de măsură suplimentare, fiecare:

$$\pm 0{,}4\%$$

din subgama de măsură.

Pentru determinarea relațiilor de calcul, considerăm schema din figura 1, redusă la elementele de bază r_1, r_2, r_3, r_4. Presupunem rezistența internă a sursei de alimentare nulă, iar rezistența de sarcină infinită. Ulterior vom justifica aceste simplificări.

În aceste condiții, tensiunea de dezechilibru este:

$$u = U\left(\frac{r_1 + \Delta r_1}{r_1 + \Delta r_1 + r_2} - \frac{r_3}{r_3 + r_4}\right), \quad (1)$$

unde Δr_1 este abaterea rezistenței traductorului de la valoarea de echilibru al punții (r_1). Notînd:

$$\frac{r_2}{r_1} = k_1; \quad \frac{r_4}{r_3} = k_2; \quad \varepsilon = \frac{r_1}{r_1}; \quad y = \frac{u}{U}, \quad (2)$$

rezultă:

$$y = \frac{k_2(1 + \varepsilon) - k_1}{(1 + \varepsilon + k_1)(1 + k_2)}, \quad (3)$$

expresie apropiată de ecuația unei drepte, pentru

$$1 + k_1 \gg \varepsilon. \quad (4)$$

Definim neliniaritatea prin relația:

$$\delta = \pm \frac{\Delta y}{2} \frac{1}{y_m - y_0}, \quad (5)$$

unde:

Δy este abaterea maximă a curbei de la dreapta Δ;

y_0, y_m — dezechilibrul relativ minim, respectiv maxim (fig. 2).

S-a considerat cazul general al punții cu un dezechilibru inițial (y_0), corespunzător începutului subgamei de temperatură. Este cazul blocurilor tipizate ale regulatoarelor automate, cu semnale de intrare-ieșire standardizate, de tipul 2—10 mA sau 4—20 mA. Pentru $\varepsilon_0 = 0$, se regăsește cazul tipic al punții echilibrate.

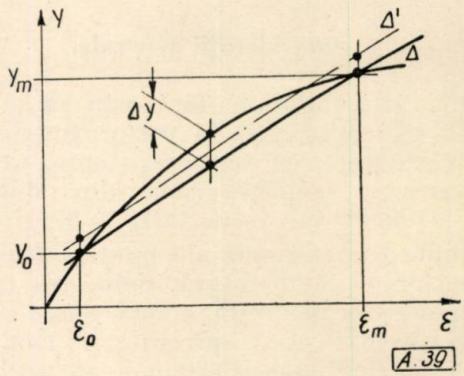


Fig. 2. Curba dezechilibrului relativ $y(\varepsilon)$:
——— dreapta de etalonare.

În cazul punții simetrice ($k_1 = k_2 = k$), se obține următoarea expresie a coeficientului de neliniaritate:

$$\delta = \pm \frac{a_0 a_m - 2(1 + k)\sqrt{a_0 a_m} + (1 + k)^2 - \varepsilon_0 \varepsilon_m}{2(1 + k)(\varepsilon_m - \varepsilon_0)}, \quad (6)$$

în care :

$$a_0 = 1 + k + \varepsilon_0 ;$$

$$a_m = 1 + k + \varepsilon_m .$$

Ţinînd seama de limitele impuse dezechilibrului punţii şi de caracteristicile termorezistenţei de cupru, se obţin rezultatele din tabela 1.

Tabela 1

k	–	5	10	15	20	25
δ	%	±0,375	±0,181	±0,125	±0,094	±0,079
y_m	–	0,027	0,0157	0,0116	0,009	0,0074
U	V	9,3	16	21,6	27,8	34

Făcînd un compromis între valoarea neliniarităţii admisibile şi valoarea tensiunii de alimentare a punţii, rezultă drept acceptabil un raport $k = 10$. Curentul de lucru al termorezistenţei (10,6 mA) se încadrează în limitele prescrise [1]. Se deduce valoarea f.e.m. din circuitul de alimentare, funcţie de rezistenţa internă a sursei. Valoarea potenţiometrului r_5 depinde de erorile admise la fabricaţia rezistenţelor fixe. Valorile rezistenţelor de subgamă sînt determinate de variaţia rezistenţei traductorului în fiecare subgamă.

3. Studiul preciziei de măsură

Eroarea totală a punţii se manifestă prin abaterea tensiunii de dezechilibru de la valoarea corespunzătoare parametrilor nominali k, ε.

Eroarea totală se compune din eroarea principală (sistematică) şi o serie de erori suplimentare (adiţionale). La constituirea erorii principale contribuie neliniaritatea punţii şi termorezistenţei, eroarea de fabricaţie a termorezistenţei, de etalonare a punţii şi de comutare a subgamelor. Erorile suplimentare apar datorită variaţiilor temperaturii mediului ambiant şi tensiunii de alimentare a punţii.

3.1. *Eroarea de neliniaritate*

Ansamblul punte-termorezistenţă de cupru are coeficientul de neliniaritate determinat mai sus. Termorezistenţele de platină au însă o neliniaritate proprie ($\delta \leqslant \pm 0{,}24\,\%$) care trebuie considerată la neliniaritatea punţii.

3.2. *Eroarea datorită impreciziei de fabricaţie a termorezistenţelor*

3.2.1. *Cazul termorezistenţei de cupru.* Conform normelor interne ale unităţii producătoare (I.I.S. Automatica) şi Instrucţiunilor DGEMSI 98–58 [2], termorezistenţa de cupru tip tehnic are următoarele caracteristici :

– rezistenţa la 0°C : $100\,\Omega \pm 0{,}1\,\Omega$;

– raportul dintre rezistenţa la 100°C şi la 0°C : $1{,}4251 \pm 0{,}002$.

În cazul cel mai defavorabil (erori maxime de acelaşi sens), rezultă eroarea absolută maximă în domeniul 0–100°C :

$$\Delta T \cong \pm 0{,}81°C \qquad (\text{la } T = 100°C).$$

iar pentru termorezistenţa tip laborator [2] :

$$\Delta T \cong \pm 0{,}58°C \qquad (\text{la } T = 100°C).$$

Eroarea de fabricaţie a termorezistenţelor de cupru se poate compensa la o anumită temperatură optimă (+ 50°), în care caz erorile la extremităţile domeniului de măsură vor fi minime (fig. 3).

Compensarea se poate face cu un potenţiometru plasat în serie cu termorezistenţa sau în serie cu rezistenţa r_2. Pentru prima alternativă, rezultă datele comparative din tabela 2.

Tabela 2

	Necompensată	Compensată la 0°C	Compensată la 50°C
Termorezistenţă tehnică	±0,81°C	±0,57°C	±0,286°C
Termorezistenţă laborator	±0,56°C	±0,33°C	±0,176°C

Compensarea la 50°C este mai avantajoasă dar mai dificil de obţinut. Se observă că eroarea de determinare a temperaturii de compensare se regăseşte integral în tot domeniul de măsură, dar, în cazul în care unitatea producătoare indică eroarea la 0°C, compensarea se simplifică prin gradarea corespunzătoare a potenţiometrului de compensare.

Folosirea potenţiometrului r_5 are practic acelaşi rezultat.

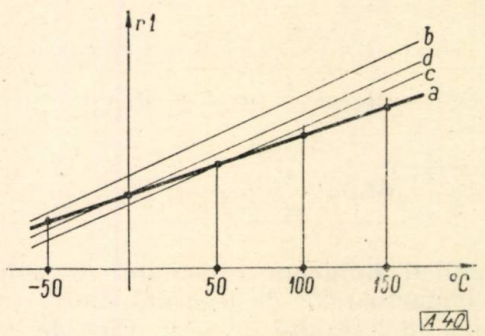


Fig. 3. Compensarea erorilor de fabricaţie a termorezistenţei de cupru :
a – termorezistenţă nominală ; *b* – termorezistenţă reală ; *c* – compensare la 50°C ; *d* – compensare la 0°C.

3.2.2. *Cazul termorezistenţei de platină.* Erorile absolute maxime de măsurare a temperaturii sînt :

$\Delta T = \pm 0{,}61°C$ pentru termorezistenţe tip laborator ;

$\Delta T = \pm 0{,}87°C$ pentru termorezistențe tip tehnic.

Compensarea acestor erori este dificilă, deoarece termorezistența de platină nu variază liniar cu temperatura. E posibilă numai o compensare în domenii limitate.

3.3. *Eroarea de etalonare a punții*

Prin etalonare, puntea se aduce la valorile nominale ale tensiunii de dezechilibru, folosind rezistențe de precizie care înlocuiesc o termorezistență cu caracteristici nominale. Utilizînd un compensator cu element normal, cu precizia $\pm 0{,}02\%$ și rezistențe de clasă 0,02, eroarea de etalonare nu poate depăși $\pm 0{,}05\%$ din subgama de măsură.

3.4. *Eroarea de comutare a subgamelor*

Se datorește erorii de fabricație a rezistențelor de subgamă.

Dacă se admite o eroare de $\pm 0{,}03\,\Omega$, rezultă pentru subgamele domeniului măsurat cu termorezistență de cupru o eroare de $\pm 0{,}14\%$.

Similar, în cazul termorezistenței de platină, o abatere de $\pm 0{,}05\,\Omega$ conduce la o eroare de $\pm 0{,}13\%$.

3.5. *Eroarea datorită variației temperaturii mediului ambiant*

Diferențiala totală a expresiei (3) în raport cu variabilele k_1, k_2 conduce la formula erorii relative maxime a subgamei de măsură:

$$\gamma = \frac{dy}{y_m - y_0} = \frac{a_0 a_m}{k(\varepsilon_m - \varepsilon_0)}\left[-\frac{1+\varepsilon_0}{a_0^2}\, dk_1 + \right.$$
$$\left. + \frac{1}{(1+k)^2}\, dk_2 \right] \qquad (7)$$

unde

$$dk_1 = \frac{1}{r_1}(dr_2 - k_1\, dr_1);$$

$$dk_2 = \frac{1}{r_3}(dr_4 - k_2\, dr_3).$$

Neglijînd influența rezistenței de subgamă și a conductoarelor de legătură dintre traductor și punte, rezultă $dr_1 = 0$. Considerînd rezistența r_2 confecționată din manganină cu coeficientul de temperatură $\alpha = \pm 10^{-5}\frac{1}{°C}$, se calculează eroarea relativă maximă în subgama de 50°C, pentru cele mai defavorabile combinații ale coeficienților α_3 și α_4 $\left(|\alpha_{3\,max}| = |\alpha_{4\,max}| = 10^{-5}\frac{1}{°C}\right)$. Rezultă datele din tabela 3.

Tabela 3

α_3, α_4	$\alpha_3 = \alpha_4$	$\alpha_3 \cdot \alpha_4 > 0$	$\alpha_3 \cdot \alpha_4 < 0$
γ	$\pm 0{,}195\%$	$\pm 0{,}4\%$	$\pm 0{,}6\%$

Situația optimă se obține pentru $\alpha_3 = \alpha_4$. În realitate, coeficienții de temperatură ai conductoarelor de manganină de clasă fiind cuprinși între 0... $\pm 2 \cdot 10^{-5}$, eroarea relativă maximă e cuprinsă în limitele 0... $\pm 0{,}4\%$.

Considerarea potențiometrelor de reglaj ai punții nu aduce modificări esențiale, chiar dacă nu se folosesc potențiometre speciale. Variația cu temperatura a conductoarelor de legătură dintre termorezistențe și punte conduce la erori sub $\pm 0{,}05\%$.

Erorile corespunzătoare punții pentru termorezistențe de platin sînt foarte apropiate de cele de mai sus.

3.6. *Eroarea datorită variației tensiunii de alimentare a punții*

Din relația (1) se observă că variațiile procentuale ale tensiunii de dezechilibru sînt identice cu variațiile procentuale ale tensiunii de alimentare a punții. Folosind un stabilizator ferorezonant, se poate obține un factor de stabilizare a tensiunii de circa $\pm 0{,}2\%$, pentru variații ale tensiunii de rețea de $\pm 15\%$ și de circa $\pm 0{,}5\%$ pentru variații ale frecvenței rețelei de $\pm 0{,}25\%$. Utilizarea unei diode Zener în circuitul de alimentare a punții îmbunătățește substanțial aceste performanțe.

3.7. *Concluzii privind precizia de măsurare a temperaturii*

Eroarea principală a punții, cu o termorezistență ideală de cupru, este $\pm 0{,}4\%$ din domeniul de măsură de 50°C (eroare absolută $\pm 0{,}2$°C). Termorezistența introduce o eroare absolută cuprinsă între 0... $\pm 0{,}8$°C, în domeniul 0... 100°C și 0...1,1°C în rest, funcție de eroarea de fabricație a termorezistenței și tipul compensării. Erorile suplimentare nu depășesc eroarea de clasă a punții.

În cazul termorezistenței de platină, eroarea principală și erorile suplimentare ale punții sînt aceleași de mai sus. Eroarea absolută introdusă de termorezistența tip laborator e cuprinsă între 0—0,6°C, la 100°C și crește liniar pînă la 550°C [3], iar eroarea de neliniaritate este aproximativ $\pm 0{,}25$°C în oricare subgamă.

Aceste erori se pot încă reduce, luîndu-se precauții speciale: sortarea corespunzătoare a conductorilor din manganină pentru rezistențele fixe, indicarea unor corecții pentru neliniaritatea punții (în cazul citirii directe), alimentarea riguros stabilizată, etalonarea punții cu termorezistența reală etc.

4. Realizări constructive

Schema punţii pentru termorezistenţa de cupru este realizată cu următoarele elemente (fig. 1):

$r_1 = 100\,\Omega \pm 0{,}1\,\Omega$ la 0°C; $r_8 = 42{,}51 \pm 0{,}03\,\Omega$;
$r_2 = 1358 \pm 3\,\Omega$; $r_9 = 31{,}88 \pm 0{,}03\,\Omega$;
$r_3 = 137{,}2 \pm 0{,}3\,\Omega$; $r_{10} = 21{,}25 \pm 0{,}03\,\Omega$;
$r_4 = 1372 \pm 0{,}3\,\Omega$; $r_{11} = 10{,}63 \pm 0{,}03\,\Omega$;
$r_5 = 30\ \Omega/5\text{W}$; $r_{14} = 4\text{x}(0{,}3 \pm 0{,}01)\,\Omega$;
$r_6 = 63{,}75 \pm 0{,}03\ \Omega$; $r_{15} = 100\,\Omega/5\text{W}$.
$r_7 = 53{,}13 \pm 0{,}03\,\Omega$;

Rezistenţele suferă un tratament de maturizare (40 ore la 140°C) pentru stabilizarea valorilor în timp.

5. Rezultate experimentale

5.1. *Verificarea neliniarităţii punţii*

În tabela 4 sînt date coeficientul de neliniaritate şi tensiunea maximă de dezechilibru a punţii pentru termorezistenţa de cupru, funcţie de rezistenţa de sarcină a punţii.

Tabela 4

R_s	kΩ	0,5	5	50	∞
δ	%	±0,4	±0,19	±0,165	±0,165
u	mV	162,6	237,7	248,8	250,2

Datele experimentale verifică perfect calculele anterioare.

Se constată că liniaritatea se menţine în limite acceptabile pînă la o rezistenţă de sarcină de aproximativ 5 kΩ. Micşorarea tensiunii cu aproximativ 5% se poate compensa la etalonare. Rezultă că puntea realizată se poate cupla nu numai cu un amplificator cu impedanţă de intrare ridicată, ci şi cu un instrument de clasă (cu rezistenţa internă mai mare de 10 kΩ) pentru citirea directă a temperaturii.

5.2. *Verificarea preciziei punţii*

Măsurătorile asupra coeficientului de temperatură al conductoarelor de manganină din care s-au confecţionat rezistenţele conduc la valori cuprinse între $-0{,}5$ şi $-1{,}8 \cdot 10^{-5}\,1/°\text{C}$.

Erorile relative măsurate ale punţilor, la variaţia temperaturii mediului ambiant în limitele 20°C ± 25°C, sînt cuprinse între ± 0,1 şi ± 0,2% din subgama de măsură, ceea ce concordă cu calculele de la punctul 3.5.

S-au verificat de asemenea erorile estimate la punctele 3.3, 3.4 şi 3.6.

6. Concluzii

a) Punţile descrise oferă o precizie bună pentru majoritatea măsurătorilor industriale şi de laborator. Au o construcţie simplă, sînt robuste şi ieftine, prezintă o siguranţă ridicată în exploatare precum şi posibilitatea utilizării în medii incendiar explozive (tensiuni sub 20 V).

b) Utilizarea lor nu este limitată doar de unităţi componente ale regulatoarelor electronice, ci poate fi extinsă la măsurarea (eventual telemăsurarea) directă a temperaturii. Convenabil adaptate, punţile pot fi folosite cu orice traductor rezistiv.

3. După cum rezultă din analiza surselor de erori, eroarea predominantă este dată de elementele traductoare, de unde necesitatea reducerii erorilor de fabricaţie ale acestora.

BIBLIOGRAFIE

[1] Turicin A. M.: *Măsurarea electrică a mărimilor neelectrice*, Editura tehnică, Bucureşti, 1957.
[2] DGEMSI. *Instrucţiuni pentru verificarea măsurilor şi aparatelor de măsurat temperaturi* (1), Bucureşti, 1959.
[3] * * * Norme DIN 43760-1954.

IVAN SIPOŞ *

Convertor analogic-numeric poziţional pentru convertirea coordonatelor mecanismelor unui bluming

Blumingul modern este un agregat complex tehnologic şi electromecanic al cărui randament depinde în mare măsură de calitatea sistemului de conducere.

Un sistem raţional de conducere a blumingului trebuie să asigure o productivitate maximă şi o calitate superioară a producţiei.

Una dintre tendinţele moderne în construcţia sistemului de conducere a blumingului constă în introducerea unei maşini electronice de calcul numerice în calitate de maşină de conducere *MC* pentru conducerea sistemelor blumingului.

O problemă care apare la introducerea *MC* este necesitatea măsurării şi convertirii nu-

* Ing. *I. SIPOŞ* este inginer proiectant la I.I.S. „Automatica".

merice a coordonatelor diferitelor agregate ale blumingului, adică este necesară introducerea unui convertor analogic-numeric poziţional.

O metodă de măsurare a coordonatelor agregatelor blumingului (şuruburile de presiune, manipulatoarele, răsturnătoarele) constă în măsurarea deplasării unghiulare a axului acţionării electrice. Pentru introducerea acestei mărimi în *MC* este necesar un convertor ax-cifră care, în funcţie de deplasarea unghiulară a axului, va transmite *MC* informaţia despre mărimea acestei deplasări în formă numerică.

Convertoarele ax-cifră funcţionează pe baza metodei codării spaţiale, adică conţin masca codului în care trebuie convertită mărimea analogică.

Această metodă permite conversiunea analogic-numerică într-un timp minim, cu suficientă precizie, cu minimum de aparataj şi cu siguranţă maximă.

Condiţiile care trebuie îndeplinite de către convertor pentru a putea lucra la bluming sînt :

1) să poată lucra într-o gamă largă de variaţii ale vitezei ;

2) să nu ceară nici un fel de dispozitive complicate ;

3) să nu fie sensibil la variaţiile mari ale condiţiilor externe : temperatură, umiditate etc.

4) exploatarea lui să fie sigură şi simplă.

Alegerea codului binar

La reprezentarea discretă a mărimilor continue pot apare erori, întrucît au loc întreruperi ale continuităţii — salturi — iar în punctul de întrerupere există două valori ale mărimii convertite, corespunzătoare celor două mărimi discrete alăturate. Mărimea prin care se deosebesc două valori discrete alăturate este egală cu mărimea unităţii în codul respectiv. La trecerea unei unităţi din ordinele majore în codul binar obişnuit se schimbă cifrele cu mai mult de un ordin, iar la trecerea unei unităţi din ordinul minor în cel major se schimbă toate cifrele numărului. De exemplu, la trecerea de la 011111 la 100000 se schimbă cifrele în toate ordinele binare. La convertire, aceasta poate duce la erori însemnate.

De aceea, în toate convertoarele spaţiale se iau măsuri speciale de siguranţă contra ambiguităţii. Astfel, o largă întrebuinţare a primit codul ciclic (codul reflectat sau codul Gray).

Particularitatea acestui cod o constituie faptul că două numere vecine reprezentate în acest cod se deosebesc numai printr-un singur ordin. Deci, erorile nu pot apare în mai mult de un ordin. Mărimea acestei erori este egală cu mărimea unităţii ordinului minor în codul binar obişnuit.

Orice număr din codul binar obişnuit poate fi trecut în codul binar ciclic şi invers, pe baza relaţiilor următoare :

Dacă notăm numărul în cod binar obişnuit :

$$C = C_s C_{s-1} C_{s-2} C_{s-3} \ldots C_1,$$

unde C_k ($k = 1, 2, \ldots, s$) este cifra ordinului k, adică 0 ori 1, şi în cod binar ciclic :

$$R = R_s R_{s-1} R_{s-2} \ldots R_1$$

în care R_k reprezintă codul ordinului binar $\bar{k}$, atunci pentru trecerea din codul binar obişnuit în codul binar ciclic vor fi valabile următoarele relaţii :

$$R_k = C_{k+1} + C_k ;$$

$$C_k = \sum_{i=s}^{i=k} R_i ,$$

unde s este numărul ordinului celui mai mare.

Operaţiile aritmetice cu codul binar ciclic sînt îngreunate de faptul că cer multă aparatură ; de aceea, după conversiune, se trece iarăşi la codul binar obişnuit.

Pe baza celor precizate pentru eliminarea ambiguităţii se recomandă convertirea analogic-numerică prin întrebuinţarea codului binar ciclic.

Alegerea tipului de convertor

După felul de culegere a semnalelor, convertoarele ax-număr pot fi cu periuţe, fotoelectrice, inductive, capacitive, radioactive etc.

Condiţiile în care trebuie să lucreze convertorul în secţia bluming sînt neobişnuit de grele : temperatură înaltă, praf, vibraţii, diverse perturbaţii. De aceea, numai culegerea semnalului pe bază inductivă poate face faţă condiţiilor cerute.

Convertoarele existente cu principiu inductiv de culegere a semnalului sînt complicate şi de multe ori semnalele lor dînt dependente de viteza de rotaţie a axei.

Un convertor care răspunde problemelor ridicate a fost realizat de către autor în cadrul lucrării sale de diplomă în laboratorul de comandă-program al Institutului central de cercetări pentru automatizare complexă din Moscova (ŢNIIKA).

Principiul de funcţionare a convertorului

Principiul care stă la baza convertorului este următorul :

Pe un miez fix (fig. 1) din material magnetic se înfăşoară două bobine. Una dintre ele se alimentează cu curent alternativ.

Dacă cu ajutorul unei scoabe tot din material magnetic se închide circuitul magnetic în jurul miezului, atunci în bobina secundară va apare un curent de aceeaşi frecvenţă ca şi în bobina primară.

Faza tensiunii în bobina secundară poate coincide şi poate diferi cu 180° de faza tensiunii în bobina primară, în funcţie de sensul direcţiei spirelor în bobina secundară faţă de cea primară.

Dacă numărul de ordine binare necesare este n, se iau n bobine secundare şi 2^n miezuri dispuse în cerc pe un inel de masă plastică, în aşa fel încît distanţa dintre miezuri şi grosimea miezului să fie egale. Scoaba se leagă cu axul, a cărui deplasare unghiulară trebuie măsurată (fig. 2). Grosimea acestei scoabe trebuie să fie egală cu grosimea miezului. Se

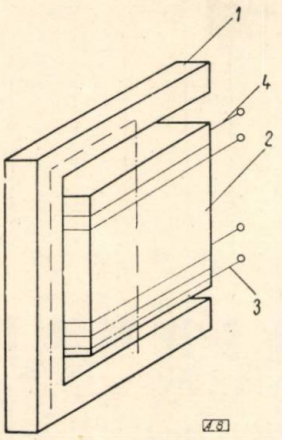


Fig. 1:
1 – scoabă din material magnetic;
2 – miez din material magnetic;
3 – bobină primară; *4* – bobină secundară.

înfăşoară o bobină primară cu X spire pe miez, într-o direcţie constantă, şi n bobine secundare cu Y spire pe fiecare miez.

Direcţia înfăşurării bobinelor secundare se înseamnă cu 0 cînd va corespunde direcţiei înfăşurării în primar şi cu 1 cînd va fi inversă direcţiei înfăşurări primarului.

Se pot înfăşura deci cinci bobine secundare ($n = 5$; $2^5 = 32$ – numărul de miezuri) în aşa fel, încît închizînd cu scoaba circuitul magnetic al diferitelor miezuri, în funcţie de deplasarea unghiulară a axului, să se primească la bornele celor cinci bobine secundare tensiuni de diferite faze, în funcţie de sensul înfăşurării spirelor pe miezul cu circuitul magnetic închis.

Tensiunea la bornele bobinelor secundare trece într-un detector sensibil la fază (fig. 3) unde se compară faza din bobina secundară respectivă cu faza din bobina primară. În funcţie de această comparaţie, bistabilul care se găseşte la ieşirea detectoarelor sensibile la fază va fi într-una sau alta din stările sale (0 sau 1). După combinaţia stărilor celor cinci bistabili (unul la fiecare ordin binar) primim un număr format din cinci ordine binare în codul ciclic, întrucît direcţia înfăşurării bobinelor secundare corespunde codului ciclic.

Alegînd în mod corespunzător reacţia în circuitul de formare a impulsurilor (fig. 3) vom reuşi să obţinem bascularea bistabilului numai cînd scoaba va acoperi complet miezul.

Întrebuinţînd un reductor (16 : 1) se pot asambla două sau mai multe asemenea convertoare, reprezentînd deplasarea unghiulară cu 9, 13... ordine binare ciclice.

În acest caz, începînd cu al doilea convertor, se adaugă încă o bobină, pentru a se evita ambiguitatea (fig. 3).

Indicaţii pentru calculul circuitului magnetic al convertorului

Calculul care se efectuează presupune că pierderile în întrefier sînt minime. Se alege diametrul maxim al convertorului $D = 204$ mm, lungimea $L = 60$ mm înălţimea miezului $H = 35$ mm, iar lăţimea miezului va fi $l = \frac{\pi D}{64} = 10$ mm; numărul miezurilor şi al spaţiilor dintre ele va fi de 64. În acest caz, suprafaţa întrefierului

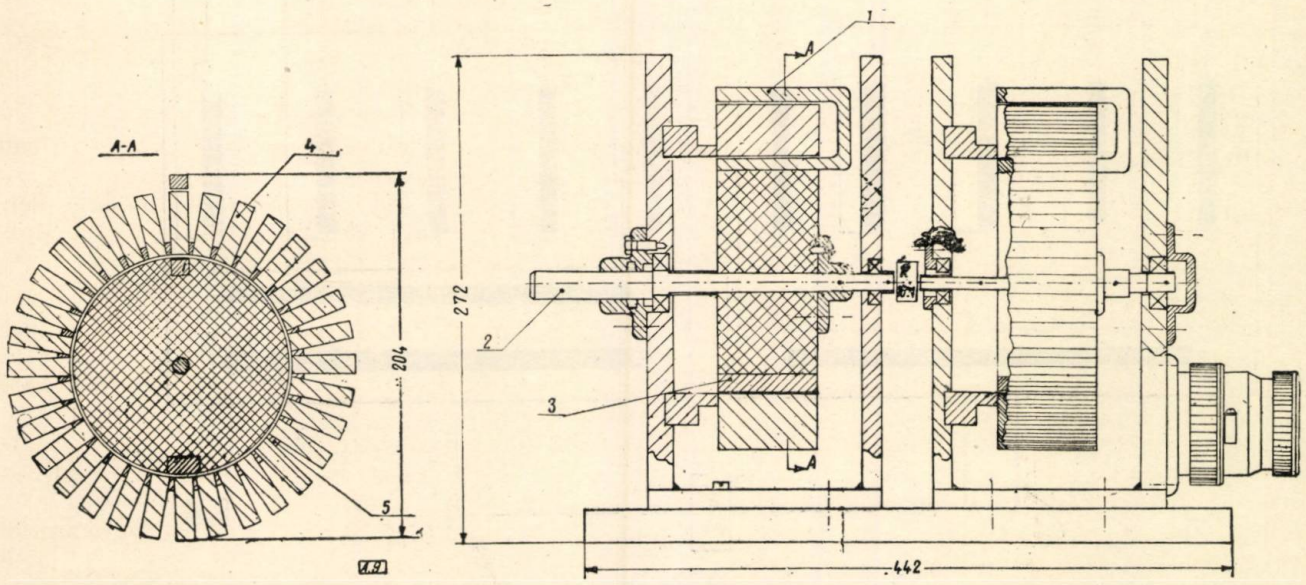


Fig. 2. Vedere de ansamblu a convertorului pentru nouă ordine binare:

1 – scoabă din material magnetic; *2* – axul care se leagă cu axul ale cărui coordonate trebuie măsurate; *3* – contrabalans; *4* – miez din material magnetic; *5* – inel din material plastic.

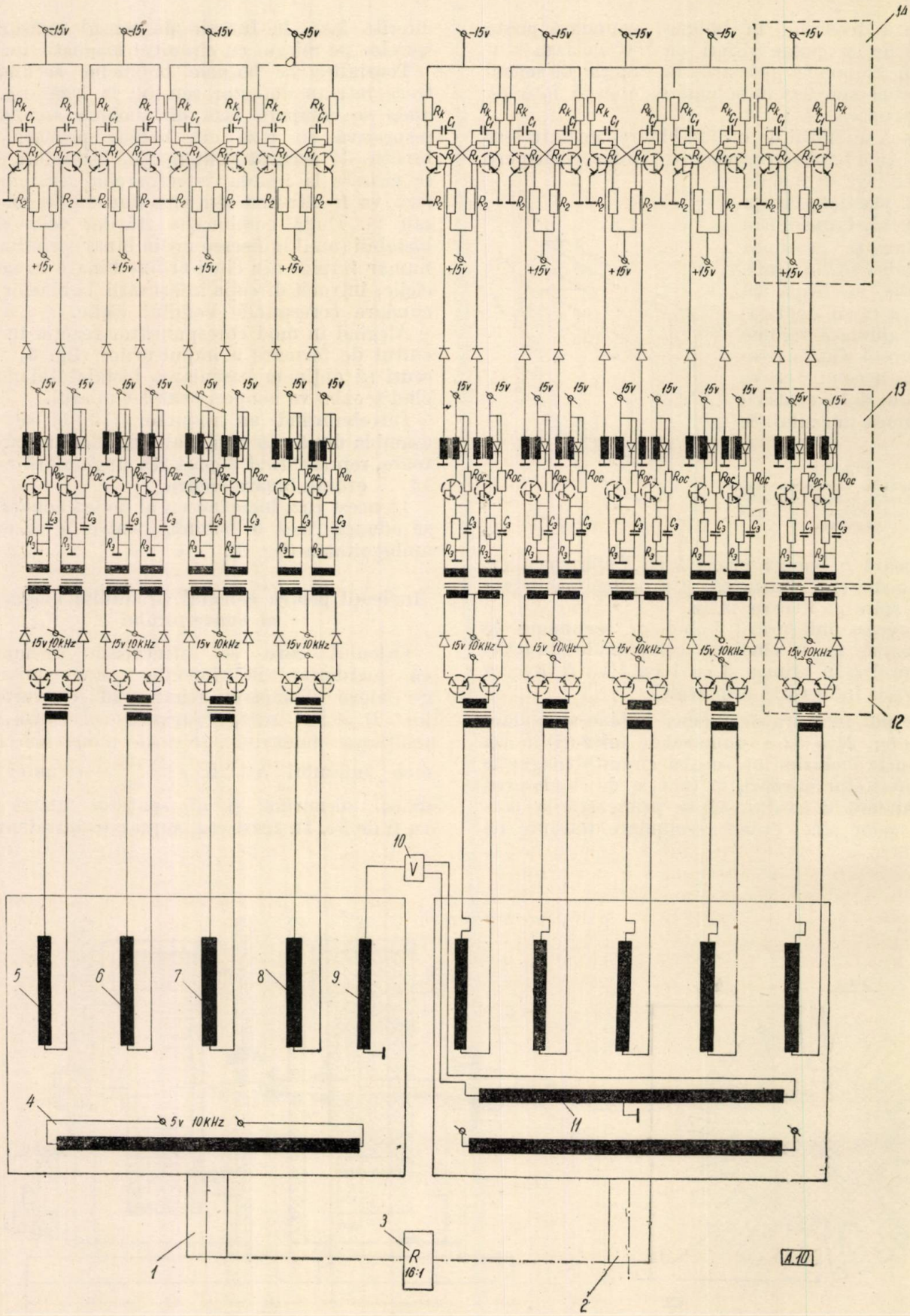


Fig. 3. Schema electronică a convertorului:

1 — axul care se leagă de axul ale cărui coordonate trebuie măsurate; *2* — axul celui de-al doilea convertor; *3* — reductor; *4* — bobină primară; *5, 6, 7, 8, 9* — bobinele secundare; *10* — amplificator; *11* — bobina contra ambiguității; *12* — detector sensibil de fază; *13* — formator de impulsuri; *14* — bistabil.

va fi $S = L \times l = 60$ mm². Pe baza posibilităţilor tehnologice existente se alege lăţimea întrefierului $h = 0{,}2$ mm.

Tensiunea şi frecvenţa alimentării bobinei primare se aleg în aşa fel, încît mărimea fluxului magnetic să fie corespunzătoare unui curent acceptabil în bobine. Se determină mărimea fluxului magnetic :

$$\Phi = \frac{E\ 10^8}{4{,}44\ f w_1},$$

unde :

E este tensiunea alimentării ;
Φ — mărimea fluxului de alimentare ;
f — frecvenţa alimentării ;
w_1 — numărul de spire ale bobinei primare pe un miez.

Luînd în consideraţie numai pierderile în întrefier găsim numărul de amper-spire necesare pentru ca un asemenea flux să treacă prin întrefierul cu lăţimea h. Din aceasta calculăm intensitatea curentului în bobina primară şi alegem sîrma necesară.

Frecvenţa alimentării trebuie aleasă în aşa fel încît pierderile în întrefier să fie cît mai mici, adică să avem o frecvenţă de alimentare cît mai mare, ţinînd seamă ca reactanţa bobinei să nu crească prea mult. Experimental s-a văzut că frecvenţele admise la o alimentare de 5 V sînt între 10 000 şi 20 000 Hz. Materialul magnetic este ferrit 1 000.

Pentru funcţionarea acestui convertor este necesară o putere de aproximativ 1 W.

Modelul experimental al convertorului

Pentru a verifica principiul de funcţionare a convertorului şi a determina particularităţile sale de funcţionare s-a proiectat şi construit un model experimental al convertorului (fig. 4).

Pe model, miezurile nu se fixează pe inel, ci în linie dreaptă, iar scoaba se mişcă pe un ghidaj. Această construcţie a fost aleasă de autor pentru a realiza o simplificare în experimentare. Caracteristicile sale tehnice sînt :

— numărul miezurilor este $2^3 = 8$ (deci modelul lucrează cu trei ordine binare) ;
— numărul spirelor pe un miez al bobinei primare este de 20 iar al celor secundare 4 ;
— materialul magnetic este ferrit 1 000 ;
— lăţimea întrefierului este de 0,5 mm.

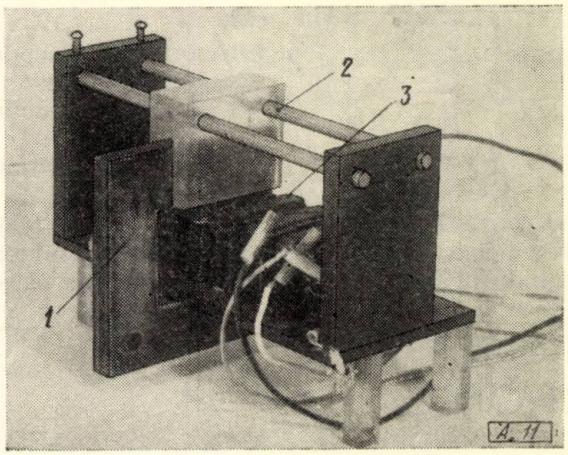


Fig. 4. Macheta experimentală a convertorului : *1* — scoabă ; *2* — ghidaj ; *3* — miez cu înfăşurări.

Cu ajutorul modelului a fost reglată partea electronică a convertorului (fig. 3).

Din analiza funcţionării modelului reies următoarele concluzii :

1) Principiul ales poate fi întrebuinţat pentru convertirea analogic-numerică poziţională.

2) Datorită existenţei schemei electronice se poate compensa lipsa de precizie în execuţia tehnologică a părţii mecanice a convertorului.

3) Metodica de calcul aleasă a fost justă.

4) Acest convertor prezintă siguranţă în funcţionare şi poate fi aplicat cu succes în sistemele de reglare a instalaţiilor automatizate metalurgice.

Trecerea de la codul binar ciclic la codul binar obişnuit

După cum s-a arătat, la ieşirea convertorului se primeşte numărul în cod binar ciclic. Operaţiile aritmetice în codul binar ciclic sînt complicate şi necesită aparatură electronică complexă. De aceea se recomandă trecerea de la codul binar ciclic la cel obişnuit.

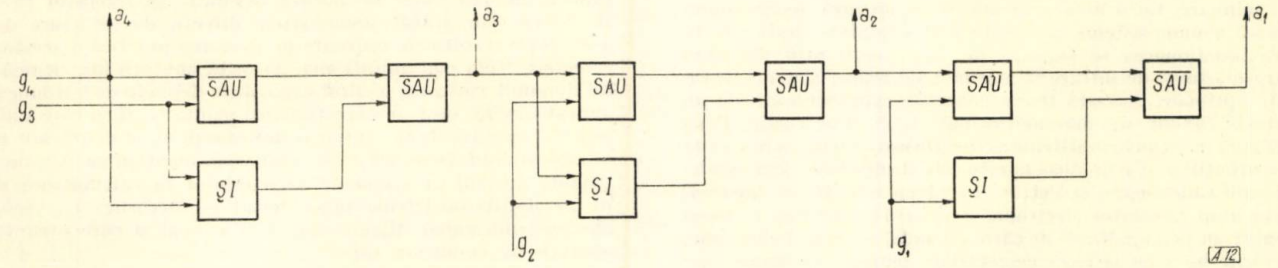


Fig. 5. Schema logică pentru trecerea de la codul binar ciclic la codul binar obişnuit.

Această trecere se efectuează pe baza tabelei şi ecuaţiilor următoare :

g_k	g_{k-1}	a_k
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

$$a_k = g_k ;$$

$$a_{k-1} = \overline{g_{k-1} + g_k + g_k \cdot g_{k-1}}$$

în care :

a este numărul în codul binar obişnuit ;
g — numărul în codul binar ciclic ;
k — numărul ordinului.

Din aceste ecuaţii se observă că cel mai mare ordin al codului binar ciclic corespunde celui mai mare ordin al codului binar obişnuit, iar trecerea de la codul binar obişnuit la celelalte ordine se face pe baza ecuaţiei de mai sus. Schema logică pentru trecerea de la codul binar ciclic la cel obişnuit pentru un număr de patru ordine binare este dată în figura 5.

Codul binar obişnuit care se obţine se introduce în dispozitivul aritmetic, unde au loc calculele obişnuite în cod binar.

BIBLIOGRAFIE

[1] Solodovnikov V. V. : *Osnovî avtomaticeskovo regulirovanie*, vol. II, Maşghiz, Moscova, 1961.
[2] Klein L., Morgan C. H. şi Aronson H. : *Digital techniques for Computation and Control*, Instruments Publishing, Pittsburgh, 1956.

CRONICĂ

Simpozionul „Realizările Uniunii Sovietice în domeniul automatizării"

Acest simpozion, organizat în cadrul lunii prieteniei romîno-sovietice de către Consiliul Central ASIT şi ARLUS a cuprins patru referate :

— *„Realizările recente în domeniul teoriei sistemelor automate"* — de M. V. Popov.

— *„Realizări recente în U.R.S.S., în domeniul elementelor de automatizare"* — de R. Stere.

— *„Automatizarea măsurării în U.R.S.S."* — de N. Ilioiu.

— *„Realizări recente în automatizarea producţiei în U.R.S.S"*. — de I. Papadache.

Activitatea în U.R.S.S. în domeniul automatizărilor este atît de vastă şi de diversă încît în cadrul redus al unui simpozion nu se pot prezenta decît liniile principale de dezvoltare şi unele realizări tipice sau de avangardă. Cu toate aceste limitări, referenţii au izbutit să prezinte numerosului public importanţa care se acordă automatizării producţiei în U.R.S.S., importanţă care reiese de altfel din Programul P.C.U.S., document în care se arată că : „Automatizarea şi mecanizarea complexă constituie baza materială pentru transformarea muncii socialiste în muncă comunistă".

Aplicaţiile practice se bazează pe cercetările şi teoriile elaborate de savanţii şi cercetătorii sovietici. De acest aspect s-a ocupat tov. M. V. Popov.

În multe privinţe, activitatea teoretică în domeniul automaticii în U.R.S.S. — ca şi, de altfel, în lumea întreagă — — este dominată de lucrările matematicianului A. M. Liapunov. Încă la sfîrşitul secolului trecut, el a publicat rezultatele excepţionale obţinute în domeniul stabilităţii mişcării, rezultate care sînt foarte actuale, aplicîndu-se în studiul sistemelor neliniare. Ca o linie generală, se elaborează teoria matematică a unor sisteme automate mai complexe decît cele în care funcţionarea se bazează pe comparaţii prin diferenţă între mărimea de intrare şi mărimea de ieşire, sisteme denumite optimale. Această teorie generală este elaborată de un colectiv condus de matematicianul L. S. Pontrighin. Posibilitatea de a construi sisteme automate asupra cărora influenţa perturbaţiilor să fie redusă la zero este studiată de către academicienii Culebiachin şi Petrov. Problemele legate de încorporarea unui calculator electronic şi criteriile după care să funcţioneze au fost analizate de către savantul sovietic Feldbaum ; lucrările lui stau la baza cercetărilor analoge din numeroase alte ţări. Trebuie de asemenea să citãm rezultatele importante obţinute de Pugaciov în domeniul sistemelor automate cu intrări aleatorii şi de Eiserman şi Gantmaher în domeniul oscilaţiilor neliniare din sistemele automate.

Începînd din anul 1948 şi pînă acum, prin lucrările sale Ţipchin (distins cu Premiul Lenin pe anul 1960) a creat teoria sistemelor discontinue. Trebuie citate şi lucrările şcolii sovietice în domeniul teoriei automatelor finite, lucrări care au influenţat şi activitatea cercetătorilor din ţara noastră (a colectivului condus de acad. G. Moisil).

Ca o caracteristică generală, cercetările teoretice sovietice se remarcă nu numai prin noutatea subiectelor tratate şi prin importanţa rezultatelor obţinute, ci şi prin stilul nou în care sînt conudse aceste cercetări ; pentru rezolvarea acestor probleme teoretice lucrează colective mari de matematicieni şi ingineri, grupaţi în importante organizaţii de cercetare.

Elaborarea de elemente de automatizare bazate pe principii noi constituie o preocupare continuă a institutelor de cercetare din U.R.S.S. ; se cuprind aici traductoare, amplificatoare, regulatoare, elemente de execuţie cu timp de răspuns mic, precise şi sigure în funcţionare. Ca un domeniu nou vom aminti elementele de automatizare bazate pe proprietăţile semiconductoarelor şi dielectricilor. La Institutul de fizică tehnică din Leningrad s-au elaborat elemente de automatizare pe bază de fotorezistenţe, fotodiode şi fototransistoare. Termorezistenţele au fost de asemenea perfecţionate în U.R.S.S., obţinîndu-se coeficienţi mari negativi de temperatură cu multiple aplicaţii în măsurarea parametrilor industriali. Pentru măsurarea cîmpurilor magnetice, pentru diferite transformări funcţionale de semnale se studiază în U.R.S.S. aplicarea traductorului Hall. Fenomenele acustice sînt întrebuinţate pentru realizarea de aparatură ultrasonică destinată măsurării temperaturilor şi debitului gazelor, controlului continuu al laminatelor etc. În analiza continuă a gazelor şi în analiza amestecurilor de lichide se aplică metode noi bazate pe fenomene optice, ceea ce permite reglarea continuă a unor procese de fabricaţie de natură chimică. În referatul tov. R. Stere s-au arătat numeroasele direcţii de cercetare de acest fel şi rezultatele obţinute în aplicarea practică a acestor cercetări. Vom mai aminti aici, datorită noutăţii lui, elementul denumit varicord, a cărui capacitate depinde de tensiunea aplicată avînd deci o caracteristică neliniară, şi cu care s-au realizat amplificatoare avînd o impedanţă mare de intrare şi o bună stabilitate în timp. De asemenea, menţionăm parametronul, element de comandă întrebuinţat în calculatoare şi în instalaţiile de telemecanică, bazat pe lucrările mai vechi ale academicienilor Mandelstam şi Papalexi şi care permite operaţii de comutare rapidă.

În ceea ce priveşte automatizarea măsurării, tov. N. Ilioiu a arătat că în U.R.S.S. se realizează progrese importante, obţinîndu-se performanţe remarcabile cu noua aparatură elaborată.

În domeniul aparatelor de cîntărit, o variantă evoluată o formează aparatele cu echilibrarea automată a sarcinii, prevăzute cu dispozitive de înregistrare pe bandă şi de însumare a rezultatelor.

În categoria aparatelor automate de dozat s-au adoptat dispozitive care comandă cîntăririle după un program prestabilit. La unele din aceste aparate se ajunge la o precizie în funcţionare industrială de $\pm$ 0,5 %.

În afara aparatelor de cîntărit bazate pe principiile mai vechi, se introduc în U.R.S.S aparate bazate pe principii noi de măsurare, electrice şi electronice, aparate cu gabarit redus, de construcţie simplă şi cu posibilităţi de transmitere la distanţă a indicaţiilor. Asemenea aparate se introduc în special în sectorul siderurgic.

Din celelalte domenii examinate în referat, vom mai menţiona măsurările de temperatură cu pirometre de radiaţie şi metodele de pirometrie bicromatică cu care s-au obţinut precizii mai bune decît $\pm$ 0,5 %.

În cursul zborurilor cosmice, staţia terestră de control biotelemetric obţinea regulat informaţii asupra funcţiunilor biologice ale cosmonauţilor cu ajutorul unor traductoare microminiaturizate care nu depăşeau în greutate 1,5—5 g, formînd ansambluri de 40—500 g cuprinzînd traductoare, generatoare, emiţătoare şi surse de alimentare. Aceste performanţe arată nivelul tehnic ridicat al aparaturii de măsură realizate în U.R.S.S.

Introducerea automatizărilor în procesele industriale obişnuite a format obiectul referatului tov. I. Papadache. Caracteristica cea mai importantă a automatizărilor de acest fel o formează introducerea calculatoarelor electronice în conducerea proceselor industriale. Aceasta se bazează pe studii teoretice prealabile foarte adîncite, pe studierea amănunţită a procesului tehnologic din punct de vedere tehnic şi economic, precum şi pe realizarea unei aparaturi de înaltă tehnicitate. Deşi tehnica nouă a automatizării se găseşte încă la început, se pot cita în industria sovietică numeroase cazuri de acest fel. Vom semnala comanda cu ajutorul calculatoarelor, dispozitivelor de laminare, cîntărirea automată selectivă a componentelor unui amestec necesar producţiei dintr-o fabrică chimică şi conducerea cu asemenea dispozitive a unei linii de producţie în masă pentru contoare electrice. În domeniul căilor ferate, asemenea calculatoare s-au introdus în procesul de triere a vagoanelor, precum şi în conducerea, încă sub formă experimentală, a unei locomotive pe un traseu determinat şi cu un program tehnologic fixat în prealabil.

În afară de automatizarea întreprinderilor existente, în Uniunea Sovietică se iau măsuri pentru accelerarea proiectării şi construirii de întreprinderi experimentale cu automatizări complexe, pentru a se generaliza acest fel de automatizări în întreaga economie sovietică. În acest scop, savanţii sovietici prevăd o largă utilizare a ciberneticii, a maşinilor de calculat electronice, care vor îndeplini în procesele tehnologice funcţiile de comandă complicate pe care pînă acum le îndeplineau oamenii. În felul acesta se va reduce considerabil personalul de deservire ocupat pînă acum cu conducerea acestor procese şi în plus producţia va fi menţinută în domeniul optim de realizare.

Referatele prezentate la acest simpozion au reuşit să ofere o imagine cuprinzătoare a activităţii existente în acest domeniu în Uniunea Sovietică şi să arate domeniile în care ştiinţa şi tehnica sovietică au obţinut rezultate de avangardă. Expunerile au fost urmărite cu deosebit interes de o asistenţă foarte numeroasă, formată din ingineri şi tehnicieni de specialitate.

S-a arătat, de asemenea, că toate aceste realizări sînt posibile numai datorită organizării socialiste a producţiei, fără de care introducerea automatizării pe scară largă nu este de conceput.

Vastele perspective pe care noul Program al P.C.U.S. le deschide construcţiei comuniste se vor concretiza într-o largă dezvoltare a automaticii, atît în domeniul teoretic cît şi în domeniul aplicării practice a acestei ştiinţe noi, în toate ramurile de producţie ale industriei sovietice.

I. P.

Sesiune ştiinţifică de comunicări în domeniul automaticii

Comisia de automatizare a Academiei R.P.R. a ţinut în Bucureşti, în zilele de 23—24 noiembrie 1961, o sesiune ştiinţifică de comunicări în domeniul automaticii.

În cuvîntul introductiv, preşedintele comisiei, acad. Gr. Moisil, a expus planul de activitate pe care şi-l propune Comisia de automatizare, în cadrul sarcinilor generale ale Academiei R.P.R. Principalele obiective ale acestui plan sînt : efectuarea de cercetări ştiinţifice în domeniul automatizării, aplicarea cuceririlor ştiinţei în acest domeniu, coordonarea întregii activităţi ştiinţifice în domeniul automatizării din ţară, colaborarea cu diferite instituţii ştiinţifice din străinătate pentru rezolvarea problemelor comune.

În domeniul cercetărilor teoretice, acad. Gr. Moisil a scos în evidenţă trei direcţii principale :

1) teoria algebrică a circuitelor de comutaţie ;

2) teoria analitică a reglării automate ;

3) teoria stohastică a reglării automate (aplicaţiile calculului probabilităţilor în automatică) ;

Pe lîngă aceste direcţii de bază s-au menţionat şi o serie de capitole importante şi de mare actualitate : maşinile electronice de calcul digitale, teoria numerică a acestor maşini, programarea automată, analiza numerică, maşinile de calcul analogice ; de asemenea s-a arătat necesitatea abordării studiului unor domenii mai noi, în care s-au făcut unele începuturi în ţara noastră: cibernetica tehnică şi biologică, economia matematică, lingvistica matematică, teoria codurilor, automatizarea documentării, automatizarea gestiunii întreprinderilor.

Pe lîngă aceste aspecte ale cercetării teoretice, secretarul ştiinţific al comisiei, ing. I. Papadache, a citat unele probleme cu caracter tehnic în care Comisia de automatizare a dat şi va continua să dea sprijin : informarea tehnică asupra nivelului producţiei mondiale de aparate pentru automatizare, a performanţelor acestora şi a metodelor de încercare folosite pentru determinarea performanţelor ; informarea asupra programelor de învăţămînt şi a dotaţiilor de laborator folosite pentru lucrări practice în cadrul problemei formării de specialişti de nivel superior şi mediu în alte ţări ; informarea asupra standardelor în domeniul automaticii. Toate aceste informaţii Comisia de automatizare a Academiei R.P.R. le poate obţine cu sprijinul Federaţiei Internaţionale de Automatică (IFAC), la care a aderat şi ţara noastră.

Comunicările prezentate la sesiune se pot grupa în şapte categorii :

1. *Teoria sistemelor automate* (cu reacţie). Această grupă a cuprins următoarele comunicări :

— F. Stănciulescu : *„Funcţia de transfer şi caracteristicile de frecvenţă ale buclelor neliniare de reglare automată”.*

— A. Avramescu, membru corespondent al Academiei R.P.R. : *„Asupra criteriilor integrale pătratice de optimizarea sistemelor automate”.*

— S. Călin : *„Consideraţii asupra determinării aproximative a performanţelor tranzitorii din caracteristica reală de frecvenţă”.*

— C. Penescu şi V. Ionescu : *„Regimul dinamic al sistemelor automate funcţionînd în paralel la ieşire”.*

— C. Vazaca şi M. Leon : *„Asupra utilizării reţelelor active comandate în sistemele autoadaptive”.*

— C. Vazaca : *„Criterii de apreciere a influenţei regulatorului asupra calităţii sistemului automat”.*

— D. N. Nestorescu : *„Metoda unitară de calcul al caracteristicilor de frecvenţă prin metode statistice"*.

2. *Teoria automatelor finite* (teoria algebrică a circuitelor cu comutaţie). Această grupă a cuprins următoarele comunicări :

— acad. Gr. C. Moisil : *„Algebra circuitelor cu transistoare"*.

— L. Livovski : *„Determinarea numărului minim de stări ale unui automat finit"*.

— S. Rudeanu : *„Asupra programelor cu comenzi legate"*.

— T. Gaşpar : *„Numărul tipurilor de multipoli (1 — k) după grupul negaţiilor"*.

— P. Constantinescu : *„Asupra clasificării funcţiilor boleene după unele subgrupuri ale grupului hiperoctaedric"*.

— V. Cleja şi P. Constantinescu : *„Despre o teoremă de dualitate a circuitelor de comutaţie"*.

— V. Constantinescu : *„O metodă-tip de simplificare a schemelor cu elemente de comutaţie statică"*.

— C. Popovici : *„Utilizarea grafurilor pentru obţinerea schemei cu un număr minim de relee"*.

— E. Munteanu şi T. Rus : *„Corectarea automată a depăşirii unităţii într-o maşină cu virgula fixă"*.

— I. Cavadia şi G. Meiltz : *„Analizor diferenţial numeric"*.

— I. Zamfirescu : *„Asupra unor cuadraturi numerice realizate cu ajutorul* CIFA-9".

— V. Crăciunoiu : *„Unele aspecte ale algebrei sistemelor cu relee"*.

3. *Calculatoare şi maşini de calcul electronice* (construcţie şi aplicaţie). În această grupă s-au prezentat următoarele comunicări :

— V. Toma : *„Studiul comparativ al maşinilor electronice* CIFA-1, CIFA-2 şi CIFA-3.

— E. Balaş şi P. Ivănescu : *„Probleme de transporturi cu producţia neomogenă"*.

— E. Munteanu şi T. Rus : *„O metodă de programare a produsului a două matrice"*.

— D. Vaida : *„O aplicaţie a calculatoarelor electronice numerice în economie"*.

— S. Schächter, N. Costake, Gh. Simion, A. Iacob, Gh. Cheregi, I. Bătrîna şi A. Dinulescu : *„Calculator analogic cu rezolvare explicită şi implicită pentru aplicaţii industriale"*.

— N. Costake, A. Dinulescu, M. Reinheimer şi A. Dumitrescu : *„Principii de construcţie a optimizatoarelor industriale"*.

— S. Schächter, Gh. Simion, A. Dumitrescu, M. Felea şi I. Sipoş : *„Posibilităţi de utilizare a maşinilor electronice de calcul în industria chimică din R.P.R."*.

— I. Kaufman şi W. Löwenfeld : *„Lucrări de dezvoltare proiectate pentru calculatorul* MECIPT".

— I. Iftode, C. Tapu şi C. Dobrescu : *„Maşina de calcul analogic* F.T.R."

4. *Elemente de automatizare* (construcţii). În această grupă s-au prezentat următoarele comunicări :

— S. Schächter, R. Valent şi N. Costake : *„Consideraţii privind adoptarea de sisteme unificate pentru reglarea industrială automată în R.P.R."*

— H. Herşcovici, M. Căluşiţă, W. Roisman, L. Nica, L. Borocin şi I. Mărcuţ : *„Sistem unificat electrono-pneumatic pentru reglarea automată a proceselor industriale"*.

— G. Weinrich, I. Mihăilescu, C. Negoiţă şi I. D. Landau : *„Realizarea constructivă a blocurilor transistorizate din sistemul de reglare unificat pentru acţionări electrice"*.

— I. Argintaru, F. Levescu, D. Ionescu, L. Cristina şi D. Cuniţă : *„Sistem unificat de blocuri de comutaţie statică «unilog»"*.

— I. Landau şi M. Constantinescu : *„Traductoare de tensiune şi curent cu separare galvanică pentru schemele de reglare automată a acţionărilor electrice"*.

— H. Herşcovici, M. Căluşiţă, W. Roisman, L. Nica, L. Borocin şi I. Mărcuţ : *„Consideraţii asupra regulatorului PID al unui sistem unificat de reglare"*.

5. *Aplicaţii ale automatizării şi telemecanicii.* În această grupă s-au prezentat următoarele comunicări :

— C. Penescu : *„Consideraţii asupra automatizărilor complexe ale sistemelor energetice"*.

— M. Duma, M. Steiner, D. Negreanu, L. Vîlkov, C. Bincă, M. Dumitrescu şi V. Neagu : *„Sistem telemecanic complex pentru obiecte dispersate la mică distanţă, cu aplicaţie la sonde petroliere în pompaj"*.

— V. Constantinescu, A. Mihăescu şi A. Iosipescu : *„Instalaţie de automatizare cu elemente fără contacte pentru o linie de transfer"*.

— M. Sîrbu, A. Praniţki, M. Pauker, L. Colin şi F. Braunştein : *„Radiotelecomanda maşinilor de ridicat"*.

— I. Bojan şi E. Balaban : *„Studiu experimental asupra forţării automate a excitaţiei motorului sincron cu ajutorul amplificatoarelor magnetice"*.

— St. Dumitrescu, V. Merinoiu şi M. Tertişco : *„Ridicarea experimentală a caracteristicilor dinamice ale unor instalaţii din industria petrolieră"*.

— C. Matei, C. Ilie, M. Popescu şi D. Totolici : *„Perspectivele introducerii automatizării complexe în prelucrarea ţiţeiului în R.P.R."*

— L. Popescu : *„Unele caracteristici ale instalaţiilor automatizate întrebuinţate în realizarea automatizării complexe"*.

— N. Ştefănescu : *„Folosirea sistemelor autoadaptive şi extremale pentru optimalizarea automată a proceselor de producţie"*.

— R. Valent, St. Petrescu şi S. Nersesian : *„Unele probleme ale comenzii-program la maşinile-unelte"*.

— D. Mehedinţi, M. Stavrică, St. Teodor şi C. Flexer : *„Sistem de urmărire pentru comanda-program"*.

— I. Argintaru, G. Bogosian şi B. Toma : *„Reglarea automată după program a şuruburilor de presiune la blumingul* 1 000 C.S.H. *cu folosirea blocurilor transistorizate din sistemul unificat de reglare pentru acţionările electrice"*.

— E. Şofan : *„Asupra perspectivelor de folosire a amplidinei în schemele de reglare automată"*.

— N. Racoveanu, L. Livovschi, I. Dumitrescu şi A. Petcu : *„Instalaţie de automatizare a unei sonde în pompaj de adîncime"*.

— M. Prodan, D. Totolici, C. Danciu şi C. Bărbulescu : *„Consideraţii tehnico-economice asupra oportunităţii introducerii automatizării la o linie de ulei vegetal"*.

— S. Condrea : *„Telefonie multiplă prin repartizarea automată în timp"*.

6. *Cibernetica şi lingvistica matematică.* În această grupă s-au prezentat următoarele comunicări :

— Ed. Nicolau : *„Stadiul actual al automatizării proceselor intelectuale"*.

— E. Domonkoş : *„Metode matematice în realizarea limbii intermediare pentru traducerea automată"*.

— S. Marcus : *„Clasificarea categoriilor gramaticale în gramatica matematică"*.

7. *Calcul numeric.* În această grupă s-au prezentat următoarele comunicări :

— T. Popoviciu, membru corespondent al Academiei R.P.R. : *„Asupra conservării alurii de convexitate a unei funcţii prin interpolare"*.

— O. Aramă : *„Asupra unor polinoame de tip Bernstein"*.

— D. V. Ionescu : *„Extinderea la integrale duble a unei formule de cuadratură"*.

— C. Ignat şi N. Calistrat : *„Metoda dreptelor în aproximarea soluţiilor unor probleme cu valori iniţiale"*.

În cadrul consfătuirii s-a arătat că nivelul şi volumul cercetărilor în domeniul automaticii în ţara noastră au crescut, mai ales în ceea ce priveşte aspectele aplicative. Cercetările în domeniul sistemelor automate propriu-zise, adică al sistemelor cu reacţie, sînt încă insuficiente şi va trebui să se insiste în viitor asupra lor.

Aceste rezultate se explică, pe de o parte, prin crearea posibilităţilor de cercetare experimentală şi de realizări practice (ICET, IFA etc.), şi, pe de altă parte, prin lipsa unui institut de automatică care să coordoneze şi să intensifice cercetările teoretice.

C. V.

MŰSZAKI KÖNYVTÁR 1963

СОДЕРЖАНИЕ

* * *: **От издательства.**

ДК 621—50

CRISTESCU R.:

Использование обобщенных функций для изучения автоматических систем с случайными сигналами.

Automatica şi Electronica **6** (1962) № 1, стр. 1—3

Для распространения статистической теории систем автоматического регулирования и на случай обобщенных случайных функций, автор уточняет некоторые новые вспомогательные понятия, понятия „нормы" какого либо сигнала, которое расширяет понятие квадратичного среднего. В качестве примера рассматривается вопрос исключения шума электрическим фильтром.

ДК 621—523 : 621—525

HERŞCOVICI H., CĂLUŞIŢĂ M., ROISMAN W.,
NICA L., MĂRCUT I.:

Унифицированная электронно-пневматическая система автоматического регулирования промышленных процессов (часть I).

Automatica şi Electronica **6** (1962) № 1, стр. 4—11

Описывается унифицированная система автоматической регулировки промышленных процессов, разработанная Научно-исследовательским электротехническим институтом. В первой части работы излагаю ся общие характеристики системы и дается описание блока управления и регулировки П.И.Д.

ДК 621.375.4.024

LANDAU I.:

Дифференциальные транзисторные усилители постоянного тока.

Automatica şi Electronica **6** (1962) № 1, стр. 12—18

ДК 621.396.6.001.4 : 621.317.79.087.4

CIULIN D.:

Полуавтоматическое приспособление для контроля электрических цепей.

Automatica şi Electronica **6** (1962) № 1, стр. 19—22

ДК 621.316.722.1.025

DUMITRESCU M., ANDREI A.:

Проектирование феррорезонансных стабилизаторов переменного напряжения.

Automatica şi Electronica **6** (1962) № 1, стр. 22—29

ДК 621—523.6 : 621.317.733

NICA L.

Проектирование и реализация прецизионных мостиков Уитстона с термосопротивлением, используемых в унифицированной системе регулировки ЧРА—160 ИЧЕТ.

Automatica şi Electronica **6** (1962) № 1, стр. 29—33

ДК 681.14 : 621.771.223—52

SIPOŞ I.:

Аналогично-числовой позиционный преобразователь координат механизмов блюминга.

Automatica şi Electronica **6** (1962) № 1, стр. 33—38

ХРОНИКА, 38—40

INHALTSVERZEICHNIS

* * *: **Leitartikel**

DK 621—50

CRISTESCU R.:

Die Anwendung der verallgemeinerten Funktionen, beim Studium der automatischen Systeme mit aleatorischen Signalen.

Automatica şi Electronica **6** (1962) H. 1, S. 1—3

Um die statistische Theorie des Selbst-Reglungssystems auch im Falle der verallgemeinerten aleatorische Funktionen anzuwenden, setzt der Verfasser einige neue Hilfsbegriffe fest und zwar den Begriff „Norm" eines Zeichens der den begrentzten Begriff des „quadratischen Durchschnitts" erweitert. Als Beispiel wird die Frage der Beseitigung eines weissen Geräusches durch einen elektrischen Filter angeführt.

DK 621—523 : 621—525

HERŞCOVICI H., CĂLUŞIŢĂ M., ROISMAN W.,
BICA L., MĂRCUT I.:

Vereinheitlichtes elektro-pneumatisches System zur automatischen Reglung der Industrieprozesse. (I. Teil)

Automatica şi Electronica **6** (1962) H. 1, S. 4—11

Im Aufsatz wird das vereinheitlichte System zur automatischen Reglung der Industrieprozesse beschrieben, das vom Institut für elektrotechnische Untersuchungen entwickelt wurde. Im ersten Teil der Abhandlung werden die allgemeinen Kenndaten des Systems dargelegt und der Schalt-und *PID*-Reglerblock beschrieben.

DK 621.375.4.024

LANDAU I.:

Gleichstromdifferentialverstärker mit Transistoren.

Automatica şi Electronica **6** (1962) H. 1, S. 12—18

DK 621.396.6.001.4 : 621.317.79.087.4

CIULIN D.:

Halbautomatisierte Vorrichtung für die Kontrolle der elektrischen Schaltungen.

Automatica şi Electronica **6** (1962) H. 1, S. 19—22

DK 621.316.722.1.055

DUMITRESCU M und ANDREI A.:

Die Projektierung der ferroresonanten Spannungsgleichhalter für Wechselspannung.

Automatica şi Electronica **6** (1962) H. 1, S. 22—29

DK 621—523.6 : 621.317.733

NICA L.:

Das Projektieren und die Festigung der Wheatston-Präzisionmessbrücken mit Thermowiderstände die im vereinheitlichen Reglungssystem CRA-160 ICET, angewendeten Verwendung finden.

Automatica şi Electronica **6** (1962) H. 1, S. 29—33

DK 681.14 : 621.771.223—52

SIPOŞ I.:

Analogisch-numerischer Konvertor für Umwandlung der Koordinate der Mechanismen eines Bloomings.

Automatica şi Electronica **6** (1962) H. 1, S. 33—38

CHRONIK, 38—40

SOMMAIRE

* * * : **Editorial**

CD 621—50

CRISTESCU R. :

Utilisation des fonctions généralisées à l'étude des systèmes automatiques avec signals aleatoriques.

Automatica şi Electronica **6** (1962) no. 1, p. 1—3

Pour étendre la théorie statistique des systèmes de contrôle automatique aussi sur le domaine des fonctions aléatoires généralisées, l'auteur precise quelques notions auxiliaires récentes, la notion de „norme" d'un signal, qui élargit l notion restreinte de moyenne carrée. On traite comme exemple du problème de l'élimination d'un bruit blanc à l'aide d'un filtre électrique.

CD 621—523 : 621—525

HERŞCOVICI H., CĂLUŞITA M. ROISMAN W.,
NICA L., MĂRCUŢ I. :

Systhème purifié électronique-pneumatique pour le réglage automatique des processus industriels (I-ere partie).

Automatica şi Electronica, **6** (1962) no. 1, p. 4—11

On décrit le systhème de réglage automatique des processus industriels, élaboré par l'Institut de recherches électrotechniques. Dans la première partie de cet article on expose les caractéristiques générales du système et on fait une description du bloc de comn ande et de réglage *PID*.

CD 621.375.4.024

LANDAU I. :

Amplificateurs différentiels de courant continu à transistors.

Automatica şi Electronica **6** (1962) no. 1, p. 12—18

CD 621.396.6.001.4 : 621.317.79.087.4

CIULIN D. :

Dispositif semi-automatique pour le contrôle des circuits électriques

Automatica şi Electronica **6** (1962) no. 1, p. 19—22

CD 621.316.722.1.025

DUMITRESCU M., ANDREI A. :

La projection des stabilisateurs ferro-résonnants à tension alternative.

Automatica şi Electronica **6** (1962) no. 1, p. 22—29

CD 621—523.6 : 621.317.733

NICA L. :

La projection et la réalisation des ponts Wheatstone de précision avec thermorésistance utilisés au système unifié de réglage CRA-160 ICET.

Automatica şi Electronica **6** (1962) no. 1, p. 29—33

CD 681.14 : 621.771.223—52

SIPOŞ I. :

Convertisseur analogique numérique pour convertir les coordonées des mécanismes d'un blooming.

Automatica şi Electronica **6** (1962) no. 1, p. 33—38

CHRONIQUE, 38—40

CONTENTS

* * * : **Editorial.**

DC 621—50

CRISTESCU R. :

The utilization of the generalized functions for studying the automatic systems with aleatore signals.

Automatica şi Electronica **6** (1962) no. 1, p. 1—3

In view of the extension of the statistical theory concerning the automatic regulation systems to the case of generalized aleatory functions the author defines some new auxiliary notions, such as the notion „norm" of a signal, wich enlarges the restricted notion of quadratic mean. The problem of the elimination of a white noise by an electric filter is taken as an example.

DC 621—523 : 621—525

HERŞCOVICI H., CĂLUŞITA M., ROISMAN W.,
NICA L., MĂRCUŢ I. :

A unified electronic-pneumatic system for the automatic adjustment of industrial processes (part I).

Automatica şi Electronica **6** (1962) no. 1, p. 4—11

The unified system for the automatic adjustment of the industrial processes worked out at the Institute for Electrotechnical Research is being described. The first part of this work is devoted to the automatic adjustment of the system and describes the *PID* control and adjustment.

DC 621.375.4.024

LANDAU I. :

Transistorized differential continuous current amplifiers.

Automatica şi Electronica **6** (1962) no. 1, p. 12—18

DC 621.396.6.001.4 : 621.317.79.087.4

CIULIN D. :

A semi-authomatic device for controlling the electric circuits.

Automatica şi Electronica **6** (1962) no. 1, p. 19—22

DC 621.316.722.1.025

DUMITRESCU M. ANDREI A. :

Designing the ferroresonant stabilizers of alternating tension

Automatica şi Electronica **6** (1962) no. 1, p. 22—29

DC 621—523.6 : 621.317.733

NICA L. :

The desing and achievement of precision Wheatstone bridges with thermoresistance used in the unified regulating system CRA-160 ICET.

Automatica şi Electronica **6** (1962) no. 1, p. 29—33

DC 681.14 : 621.771.223—52

SIPOŞ I. :

An analogical-digital converter for converting the co-ordinates of the mechanisms of a blooming.

Automatica şi Electronica **6** (1962) no. 1, p. 33— 38

CHRONICLE, 38—40

Recomandări privind întocmirea articolelor tehnico-științifice

1. FONDUL ARTICOLELOR

1.1. Lucrări ce pot fi prezentate spre publicare :

1.1.1. de importanță generală (principii noi, dispoziții noi, rezultate experimentale originale, studii teoretice inedite, ale unor fenomene fizice și procese tehnice cu caracter general) ;

1.1.2. tehnico-științifice, speciale, teoretice sau experimentale, avînd contribuții originale dar referindu-se la un domeniu de specialitate restrîns (extinderea valabilității unor dispoziții, aplicarea unor teorii sau metode cunoscute la o problemă nouă, rezultate experimentale inedite sau de control) ;

1.1.3. tehnice obișnuite (expunerea studiului unor probleme tehnico-științifice, discuții și critici ale unor rezultate cunoscute etc.).

1.2. Legătura cu practica muncii de cercetare, proiectare, învățămînt, producție este condiția esențială pe care trebuie să o îndeplinească tema tratată. Lucrările de sinteză sau de discuție trebuie să se refere la probleme noi și actuale, de interes general. Articolele interesînd industria vor cuprinde considerații privind eficiența economică a soluțiilor. Se recomandă ca articolele să cuprindă propuneri de viitor.

1.3. Verificarea experimentală se impune ca necesitate de prim ordin la lucrările care se pretează la asemenea verificări.

1.4. Lucrări care au mai fost publicate integral sau parțial nu pot fi trimise redacției spre publicare.

2. FORMA ARTICOLELOR

2.1. Organizarea lucrării.

2.1.1. Titlul va prezenta în minimum de cuvinte obiectul lucrării.

2.1.2. Numele autorului va fi precedat de prenume.

2.1.3. Un scurt rezumat fixînd premisele de la care s-a pornit, problema studiată și cadrul în care este tratată, nedepășind 6—8 rînduri, se va anexa lucrării.

2.1.4. Împărțirea pe capitole se va face cu cîteva subtitluri potrivit alese, în număr strict necesar pentru o expunere clară a ideilor și înlesnirea orientării.

2.1.5. Textul. În introducere, se încadrează problema în preocupările generale ale disciplinei și în preocupările producției ; de asemenea se arată scopul lucrării, subliniindu-se expres contribuția autorului. Tratarea va trebui să fie unitară permițînd inteligibilitatea fără dificultăți a problemelor. Se vor evita introduceri sau demonstrații voluminoase, de asemenea se va evita repetarea în text a ceea ce poate fi găsit în literatura publicată sau poate fi redat intuitiv prin materialul grafic ilustrativ, tabele etc.

2.1.6. Concluziile vor concentra rezultatele obținute, cu indicarea limitei de valabilitate și aplcațiile posibile.

2.1.7. Anexele pot cuprinde demonstrații originale sau absolut necesare înțelegerii formulelor din text : de asemenea, în anexe se pot da exemple de calcul în cazul articolelor care necesită asemenea exemple.

2.1.8. Citarea literaturii de specialitate. Afirmațiile luate din alte lucrări și care nu sînt în general cunoscute vor fi referite la lista bibliografică de la sfîrșitul lucrării. Referirea se face indicîndu-se poziția lucrării în lista bibliografică, în paranteze drepte.

2.2. Prezentarea lucrării :

2.2.1. Nivelul articolelor va fi înalt.

2.2.2. Stilul. Redactarea va fi clară și concisă. Ortografia va fi în concordanță cu regulile Academiei R.P.R. Nu se admit prescurtări, cu excepția celor unanim cunoscute

2.2.3. Dezvoltările matematice vor fi limitate la cele absolut necesare înțelegerii raționamentului matematic. Sînt suficiente, în general, punerea în ecuație și indicarea rezultatelor. Pentru demonstrații se vor alcătui anexe (v. pct. 2.1.7.).

2.2.4. Tabelele se vor folosi în cazul cînd date numerice importante nu pot fi reprezentate grafic satisfăcător. Nu se admite folosirea concomitentă a datelor numerice sub formă de tabelă și diagramă. Tabelele vor fi referite în text și se va indica sursa lor.

2.2.5. Materialul grafic ilustrativ (figuri, fotografii) va permite reprezentarea clară și intuitivă a unor idei, puncte de vedere. Ele trebuie să completeze expunerea din text și vor fi referite cu grijă în text, indicîndu-se sursa lor.

2.2.6. Sistematizarea și numerotarea capitolelor se vor face cu grijă, evitîndu-se excesele. Se recomandă utilizarea sistemului zecimal.

2.3. Forma exterioară a lucrării .

2.3.1. Terminologie, mărimi și unități. Se recomandă a fi conforme cu normele internaționale și STAS în vigoare.

2.3.2. Scrierea formulelor. Se recomandă o atenție deosebită scrierii formulelor conform STAS. Indicii și exponenții se vor scrie mai mici decît baza și așezați mai jos sau mai sus decît baza. Se vor scrie, de asemenea, cu grijă literele majuscule, minuscule sau cele rusești, romane, grecești, gotice etc. Numerotarea formulelor se va face în paranteze rotunde, în dreapta.

2.3.3. Figurile trebuie executate unitar și rațional. Ele vor fi numerotate în continuare. Fotografiile vor fi pe hîrtie strălucitoare alb-negru. Explicația figurilor se va face pe o pagină separată.

2.3.4. Notele din text se numerotează în continuare.

2.3.5. Citarea literaturii în text se face prin simpla indicare a poziției lucrării din cadrul listei bibliografice, în paranteze drepte, fără alte mențiuni.

2.3.6. Lista bibliografică se va întocmi cuprinzînd lucrările la care se referă textul (cît și figuri sau tabele), speciale cît și cele generale. Se vor indica toate datele în transcripții originale. Pentru cărți : numele complet, prenumele prescurtat, titlul complet (eventual și tradus, în paranteze, ediția, editorul, locul editării, anul. Pentru articole : numele complet, prenumele prescurtat, titlul complet original (eventual și tradus, în paranteze), revista, tomul, anul, numărul, pagina.

2.3.7. Scrisul la mașină al articolelor este recomandat cu insistență, exceptîndu-se lucrările scrise caligrafic. Se scrie pe o singură față, la două rînduri (2 000 semne pe pagină). În partea stîngă a foii se lasă o margine de 5 cm.

2.3.8. Paginația se face în continuare. Se recomandă un volum de 10—12 pagini pentru articole.

2.3.9. Expedierea. Lucrările (în dublu exemplar) vor fi prinse cu agrafe. Manuscrisul se expediază cu paginile întinse format A 4 și cu plicul conținînd materialul grafic-ilustrativ anexat.

3. RELAȚII CU REDACȚIA

3.1. Nu se admite trimiterea concomitentă a textului la alte publicații.

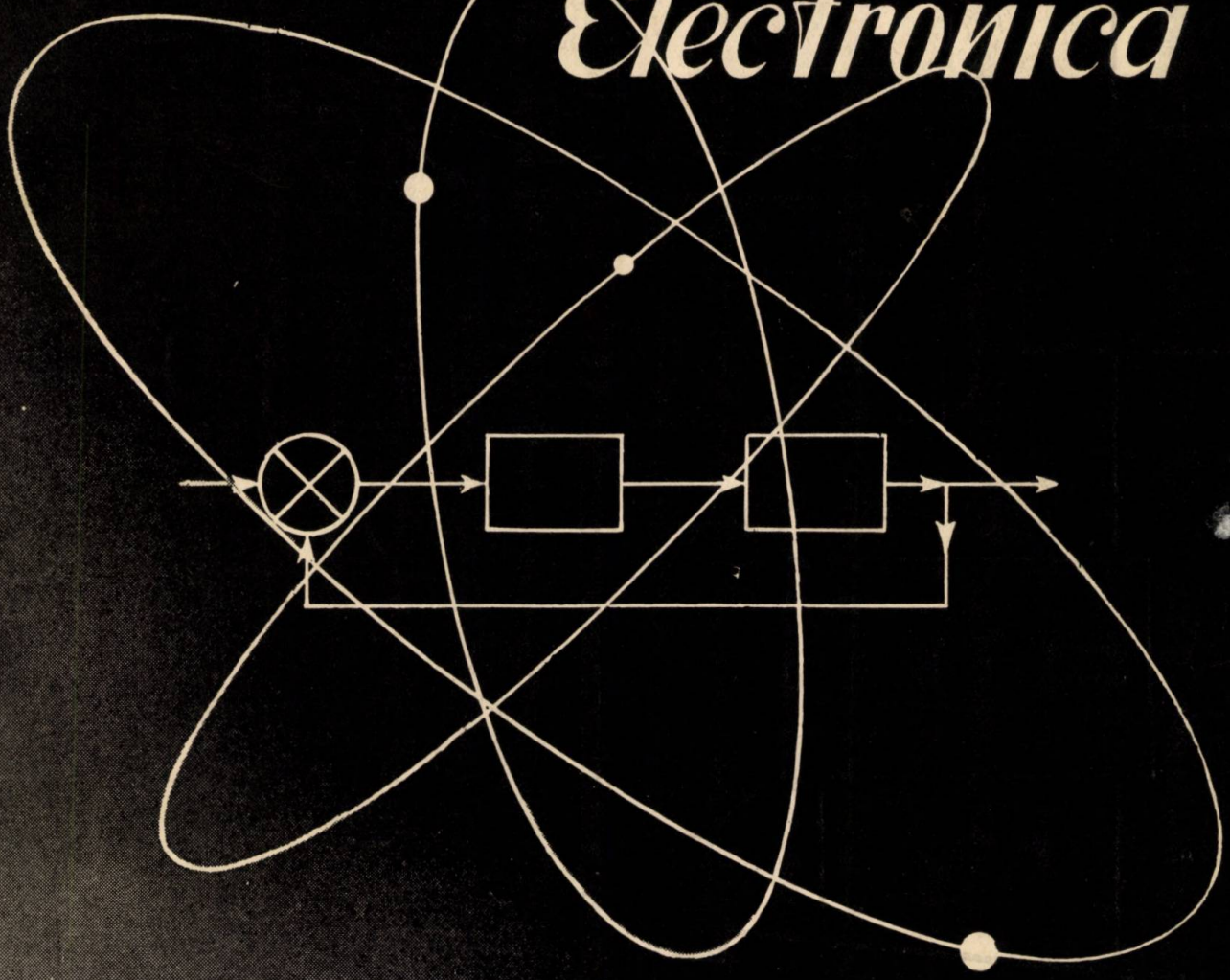
3.2. Articolele se trimit cu o notă însoțitoare pe adresa redacției. În notă se vor indica : titluri academice, funcțiuni, localitatea și adresa, nr. de telefon.

3.3. Lucrările executate în cadrul diverselor instituții sau organizații vor purta aprobarea acestora de publicare.

3.4. Corecturile se vor face după normele tipografice în vigoare.

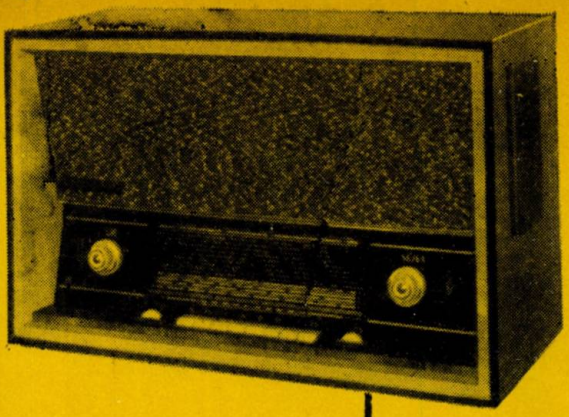
3.5. Corecturile trimise autorilor vor fi înapoiate în maximum 48 ore de la primire. Nu se admit modificări esențiale față de manuscris. Modificările importante ale manuscrisului cad în sarcina autorului.

Automatica și Electronica

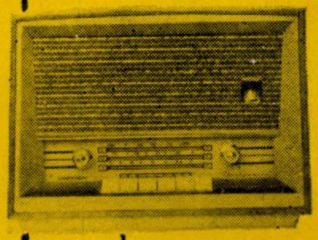


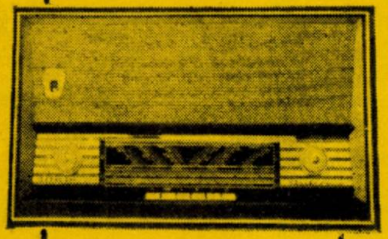
E 2551

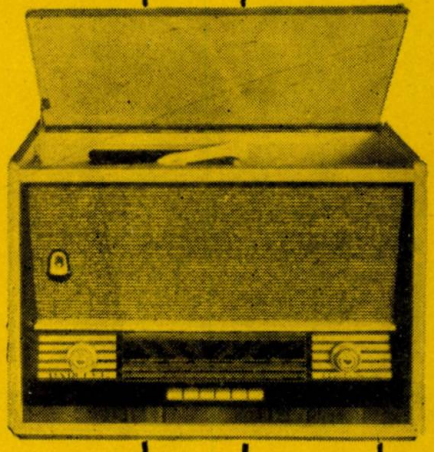
VOL. 6
1962
Nr. 2
MARTIE
APRILIE
P. 41 — 88
BUCUREȘTI



Electronica







Select 3+2 tuburi electronice; schimbător de lungimi de unde sistem claviatură cu 3 clape; 3 game de unde; indicator optic de acord; 1 difuzor circular de 2,5 VA; tensiuni de alimentare: 110 V, 120 V și 220 V; dimensiuni: 520 × 350 × 260 mm; greutate: 9 kg.

Modern 6 + 2 tuburi electronice; schimbător de lungimi de unde sistem claviatură cu 8 clape; 6 game de unde; indicator optic de acord; 4 difuzoare eliptice de 1 VA; 2 reglaje de ton și registru 3 poziții; antenă de ferită; tensiuni de alimentare: 110 V, 120 V și 220 V; dimensiuni: 725 × 440 × 295 mm; greutate 22 kg.

Orizont 5 + 2 tuburi electronice; schimbător de lungimi de unde sistem claviatură cu 7 clape; 5 game de unde; 2 reglaje de ton, permițînd reglarea tonurilor joase și a celor înalte; indicator optic de acord; 2 difuzoare circulare de 2,5 VA; tensiuni de alimentare: 110 V, 120 V și 220 V; dimensiuni: 690 × 420 × 310 mm; greutate: 18 kg.

Carmen 3 + 2 tuburi electronice; schimbător de lungimi de unde sistem claviatură cu 4 clape; 3 game de unde; indicator optic de acord; 1 difuzor eliptic de 1 VA; tensiuni de alimentare: 110 V, 120 V și 220 V; dimensiuni: 350 × 240 × 175 mm; greutate: 4,5 kg.

Tomis 5 + 2 tuburi electronice; schimbător de lungimi de unde sistem claviatură cu 6 clape; 4 game de unde; indicator optic de acord; 2 difuzoare circulare de 2,5 VA; tensiuni de alimentare: 110 V, 120 V, 220 V; dimensiuni: 630 × 370 × 290 mm; greutate: 15 kg.

Darclée 5 + 2 tuburi electronice; schimbător de lungimi de unde sistem claviatură cu 6 clape; 4 game de unde; indicator optic de acord; 2 difuzoare circulare de 2,5 VA; tensiuni de alimentare: 110 V, 120 V și 220 V; picup Supraphon cu 4 viteze și doză de cristal piezoelectric; dimensiuni: 645 × 450 × 350 mm; greutate: 20 kg.

ÎNTREPRINDERE INDUSTRIALĂ DE STAT PENTRU PIESE ȘI APARATE DE RADIO, TELEVIZOARE ȘI ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ
București, str. Baleului nr. 82, Raionul 1 Mai, Telefoane: 12.19.40; 12.19.46—12.19.48

E 2551

MUNICIPIUM ... ORSZÁGOS ... 1883

Automatica și Electronica

Vol. 6 (1962) nr. 2 (martie-aprilie), p. 41—88

CUPRINS

CZ 621—5231/—525

HERȘCOVICI, H., CĂLUȘIȚĂ, M., ROISMAN, W., NICA, L., BOROCIN, L. MĂRCUȚ, I.:

Sistem unificat electronopneumatic pentru reglarea automată a produselor industriale (Partea a III-a)

Automatica și Electronica **6** (1962) nr. 2, p. 41—43

Se descrie sistemul unificat de reglare automată a proceselor industriale, elaborat de Institutul de cercetări electrotehnice. În cea de-a doua parte a lucrării arată performanțele blocurilor adaptoare de intrare pentru traductoare termoelectrice și termorezistive, precum și cele ale blocului adaptor de ieșire pentru servomotor electric.

CZ 621—533.6 : 621.565.945

SZEKELY, I.:

Răspunsul tranzitoriu al răcitoarelor tubulare la abaterile de debit al fluidului tehnologic și calitatea optimă a reglării răcitoarelor

Automatica și Electronica **6** (1962) nr. 2, 43—55

Se stabilește funcția de transfer a răcitorului tubular cu aer cu pereți subțiri, considerat ca obiect cu parametri distribuiți. În continuare, se face analiza comportării dinamice a circuitului de reglare a răcitoarelor tubulare, determinîndu-se și domeniul valorilor de acordare a regulatorului pentru realizarea unei calități optime a procesului de reglare.

CZ 621—52 : 621.914.3

CONSTANTINESCU, V., IOSIPESCU, A., MIHĂESCU, M.:

Instalații de comandă cu elemente de comutație statică pentru o mașină de frezat cu ciclu automat

Automatica și Electronica **6** (1962) nr. 2, p. 55—58

Se prezintă o instalație de comandă pentru o freză cu ciclu automat, realizată cu elemente de comutație statică.

Se arată modul de funcționare a unora dintre celulele de comutație statică asimilate în R.P.R., descriindu-se schema de principiu a instalației și, se trag concluzii asupra probelor efectuate.

CZ 621.382.3 : 621.318.57

NEGREANU, D.:

Limitări la funcționarea tranzistoarelor în regim de comutație

Automatica și Electronica **6** (1962) nr. 2, p. 59—69

Pe baza literaturii de specialitate și a unor rezultate experimentale ale autorului, se prezintă un studiu asupra factorilor care limitează funcționarea tranzistoarelor lucrînd în regim de comutație. Se indică criteriile de stabilire a tensiunii maxime, a curentului maxim și a puterii disipate maxime admisibile pentru tranzistorul folosit în acest regim. Se arată metoda de determinare a rapidității de comutare, în funcție de parametrii de comutație ai tranzistorului și de elementele schemei.

CZ 621.383.4 : 546.817.221

GRIGOROVICI, R., CROITORU, N., DÉVÉNYI, A.:

Fotorezistențe din PbS

Automatica și Electronica **6** (1962) nr. 2, p. 70—77

Se prezintă tehnologia și caracteristicile fotorezistențelor din PbS realizate a Institutul de fizică din București. Din experimentările efectuate rezultă că ele sînt comparabile calitativ cu produsele similare străine.

CZ 621.318.134 : 621.314.21.042.15 :621.374

RADU, A.:

Miezuri de ferită pentru transformatoare de impulsuri de mare putere

Automatica și Electronica **6** (1962) nr. 2, p. 78—84

Se studiază posibilitatea de înlocuire, în transformatoarele de impulsuri, a miezurilor metalice din import cu miezuri de ferită indigenă elaborate la Institutul de fizică atomică. În acest scop, se prezintă rezultatele măsurătorilor efectuate de autor asupra acestor miezuri de ferită.

DIN ACTIVITATEA CEI p. 84

REFERATE p.85—86

RECENZII p. 86—88

»Elektrim«

Furnizează:

pentru nevoile laboratoarelor, instalaţii poloneze de măsură şi control electronice şi electrice, cu excelente caracteristici tehnice, de construcţie modernă şi cu o înaltă precizie de execuţie, comod în exploatare.

Oferă:

INSTALAŢII AUXILIARE DE LABORATOR, ca de pildă:

- Autotransformatoare reglabile şi decade RLC.
- Stabilizatoare magnetice.
- Punţi şi generatoare de măsură.
- Aparate de măsurare a rezistenţelor şi izolatoarelor.
- Voltmetre electronice, galvanometre şi osciloscrafe catodice.

DIVERSE APARATE ELECTRONICE DE MĂSURĂ ca:

- Aparate pentru măsurarea distorsiunilor neliniare şi a puterii de ieşire.
- Q-metre, undametre, aparate pentru măsurarea tranzistoarelor.

MARE SORTIMENT DE APARATE ELECTRICE DE MĂSURAT PENTRU TABLOURI de diferite construcţii, clase de precizie şi diverse utilizări:

O DOCUMENTAŢIE TEHNICĂ DETALIATĂ ŞI OFERTE COMERCIALE VOR FI TRIMISE LA SIMPLA CERERE ADRESATĂ DIRECT LA:

SOCIETATEA POLONEZĂ CU RĂSPUNDERE LIMITATĂ PENTRU COMERŢUL EXTERIOR DE ECHIPAMENT ELECTROTEHNIC

»Elektrim«

WARSZAWA 2, CZACKIEGO 15/17, R.P. POLONĂ

Telegrame: Elektrim — Warszawa

Telefon: 6-62-71 **Telex: 10415**

Căsuţa poştală 254

Automatica și Electronica

REVISTĂ TEHNICO-ȘTIINȚIFICĂ DE AUTOMATICĂ, ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ ȘI TEHNICĂ NUCLEARĂ

ORGAN AL ASOCIAȚIEI ȘTIINȚIFICE A INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN R.P.R.

Vol. VI (pag. 41–88) Nr. 2, martie-aprilie București, 1962

LEFORDITVA 4.661/62

HARRI HERȘCOVICI, MIOARA CĂLUȘIȚĂ, WILHELM ROISMAN, LUCIAN NICA, LEON BOROCIN, IOSIF MĂRCUȚ *

Sistem unificat electronopneumatic pentru reglarea automată a proceselor industriale (Partea a II-a)

Blocul adaptor de intrare tip ATT pentru traductoare termoelectrice

Blocul ATT are drept scop adaptarea traductorului primar cu termocuplu la blocul de comandă (sau direct la un bloc adaptor de ieșire). Cu alte cuvinte, trebuie realizată trecerea de la un generator de tensiune continuă, avînd rezistența internă de ordinul a 10 ohmi și forța electromotoare de ordinul milivoltilor, la un curent de sarcină de 2–10 mA, independent de valoarea rezistenței de sarcină. Aceasta se realizează cu un amplificator de c.c. cu reacție negativă globală foarte puternică (fig. 9), avînd o amplificare maximă în buclă închisă de ordinul 1 000, iar amplificarea în buclă deschisă cel puțin de ordinul 600 000. Problema cea mai delicată, legată de realizarea cu tranzistoare a unui amplificator de c.c. de acest fel (cîștig foarte mare și semnale de intrare foarte mici), este aceea a derivei de temperatură. Această problemă este deosebit de acută în cazul tranzistoarelor de germaniu.

Deriva unui amplificator cu tranzistoare și cuplaj direct are două cauze:

a) Variația cu temperatura a curentului rezidual de colector (curentul invers al joncțiunii bază-colector). Dependența de temperatură a acestui curent este de formă exponențială, curentul dublîndu-se la aproximativ fiecare 8°C. (La temperatura de 20°C tranzistoarele cu germaniu au un curent $I_{CBO} \cong 0{,}4 \div 12$ μA, iar la cele cu siliciu, $I_{CBO} = 0{,}09$ μA [10].)

b) Variația cu temperatura a tensiunii bază-emiter (la un curent de bază constant). Această variație este aproximativ următoarea [10]:

$$\Delta V_B = 2{,}5 \text{ mV/°C}.$$

Exprimînd întreaga derivă printr-un curent din circuitul de intrare, se obține:

$$\Delta I_B = \Delta I_{CB_0} + \frac{\Delta V_{BE}}{R'}, \qquad (7)$$

în care R' este rezistența totală din circuitul de intrare.

Exprimînd deriva printr-o tensiune în circuitul de intrare, se obține:

$$V_{in} = R' \Delta I_{CB_0} + \Delta V_{BE}. \qquad (8)$$

Se observă că cele două componente ale derivei prezintă cerințe contradictorii în raport cu rezistența din circuitul de intrare.

În cazul unui tranzistor cu germaniu avînd un curent $I_{CBO} = 5$ μA, se obține (în cazul unei variații de temperatură de 20°C):

$$\Delta I_{CB_0} \cong 30 \text{ μA};$$

$$\Delta V_{BE} = 50 \text{ mV}.$$

Rezultă că, pentru a reduce eroarea foarte mare provocată de ΔV_{BE}, este necesar să se lucreze cu o sursă de semnal avînd forță electromotoare și rezistența internă foarte mari — ceea ce nu este cazul termocuplelor. Indiferent de valoarea rezistenței R' din circuitul de intrare, eroarea $\Delta V_{BE} = 50$ mV va fi de

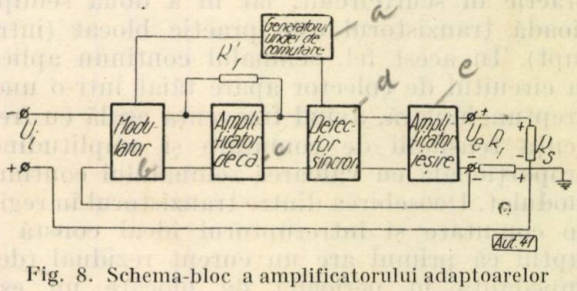


Fig. 8. Schema-bloc a amplificatorului adaptoarelor de intrare.

* Ing. H. Herșcovici este șef de laborator, iar ceilalți colaboratori sînt cercetători la ICET.

același ordin de mărime cu semnalul util (forța termoelectromotoare).

În afară de aceasta, chiar la o rezistență internă a sursei de semnal de numai 20 ohmi, eroarea provocată de deriva de curent este inadmisibil de mare: $\Delta U = R' \Delta I_{Cr_0} = 20.30.10^{-6} = 600$V, ceea ce în cazul unui semnal de 10 mV reprezintă 6%.

Se pot utiliza și amplificatoare de c.c. cu cuplaj direct și compensarea derivei. Aceste montaje necesită corecții și reglaje destul de complicate sau o selecție foarte delicată a elementelor compensatoare (tranzistoare sau diode), ceea ce reprezintă un dezavantaj important pentru o producție de serie. În aceste condiții, soluția care se impune este aceea a unui amplificator de curent continuu cu modulare și demodulare sincronă a semnalului și amplificare intermediară în curent alternativ. În această variantă problema principală o prezintă modulatorul. Acesta trebuie să fie capabil să lucreze corect, cu semnale de intrare foarte mici (astfel, în cazul în care semnalul de intrare este de 2—10 mV, iar reacția negativă globală în c.c. este de 99,8%, semnalul minim de intrare la modulator este de 4 μV) și să aibă o derivă mică în raport cu semnalul de intrare.

Soluția cea mai eficientă cunoscută de tehnica modernă este aceea a unui modulator cu tranzistoare [11, 12, 13, 14]. Această soluție prezintă următoarele avantaje:

— posibilitatea de a modula semnale continue foarte mici (de ordinul zecilor de microvolți);

— posibilitatea de a reduce deriva de temperatură la valori foarte mici (deriva de tensiune la 30—50 μV; deriva de curent la 0,5 ÷ ÷ 0,7 μA);

— posibilitatea realizării unui demodulator sincron, de același tip cu modulatorul.

Un tranzistor cu regim de comutare este foarte asemănător cu un întreruptor ideal: într-o semiperioadă a undei de comutare, aplicată în circuitul de bază, tranzistorul este practic în scurtcircuit, iar în a doua semiperioadă tranzistorul este practic blocat (întrerupt). În acest fel, semnalul continuu aplicat în circuitul de colector apare tăiat într-o undă dreptunghiulară, având frecvența egală cu frecvența tensiunii de comutare și amplitudinea proporțională cu valoarea semnalului continuu modulat. Deosebirea dintre tranzistorul în regim de comutare și întreruptorul ideal constă în faptul că primul are un curent rezidual (deci impedanța în perioada de blocare nu este infinită) și o tensiune reziduală (deci în perioada de conducție nu este un scurtcircuit perfect). Aceste mărimi reziduale pot fi ușor compensate la o temperatură dată, și deci cuprinse în etalonarea aparatului. Variația lor cu temperatura constituie deriva montajului. Pentru a micșora deriva trebuie micșorate și cele două mărimi reziduale, cu atît mai mult cu cît deriva tensiunii reziduale (deriva de tensiune) diferă de la un exemplar la altul chiar pentru

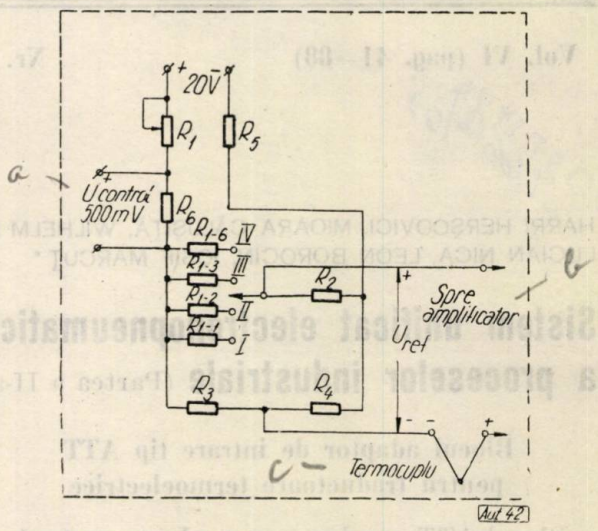


Fig. 9. Schema circuitului de intrare al adoptorului pentru termocuple.

același tip de tranzistor. Reducerea mărimilor reziduale [12, 15, 16] s-a realizat prin:

a) Utilizarea în calitate de întreruptor a unor tranzistoare cu germaniu, de înaltă frecvență. În acest fel tensiunea reziduală a fost redusă de la zeci de milivolți (la tranzistoare cu germaniu de joasă frecvență) la 2 mV (tranzistor EFT—106 sau EFT—108 având $f_\alpha = 5$ MHz, respectiv 10 MHz). De asemenea, la temperatura de 20°C curentul rezidual s-a redus, de la 3—5 μA, la 0,35 μA.

b) Conectarea tranzistorului întreruptor în așa-numitul montaj invers, în care colectorul joacă rol de emiter și invers. Prin aceasta, tensiunea reziduală a fost redusă de la 2 mV la 300—500 μV, iar curentul rezidual, de la 0,35 μA la 0,05 μA (la 20°C).

Deoarece variația mărimilor reziduale citate, în cazul unei variații a temperaturii cu 20°C, este de 30—50 μV, respectiv 0,6—0,7 μA, se poate da valoarea derivei totale în tensiune egală cu 30—50 μV + (0,6 — 0,7) R'. În cazul unei surse de semnal cu rezistența internă $R' = 20$ ohmi (cazul unui traductor cu termocuplu), deriva totală va fi mai mică de 60 μV sau 0,6% pentru cazul unui semnal maxim de intrare de 10 mV. Această valoare maximă a derivei este acceptabilă.

Tensiunea dreptunghiulară rezultată se amplifică într-un amplificator cu cuplaj direct, prevăzut atît cu reacții negative locale foarte puternice cît și cu o reacție negativă globală de c.c. (R'_r). În acest fel regimul de curent continuu al celor patru etaje ale amplificatorului de c.a. este determinat de această reacție nega-

tivă globală în c.c. Reacţiile locale au fost în aşa fel proiectate, încît primul etaj al amplificatorului să aibă rezistenţa de intrare suficient de mare pentru a urmări tensiunea de intrare furnizată de modulator, iar ultimul etaj să aibă rezistenţa de ieşire mică, pentru a nu fi perturbat de modulator.

Etajul demodulator lucrează sincron cu modulatorul, dînd o tensiune continuă filtrată pentru comanda etajului final de c.c. Rezistenţa de reacţie R_r (fig. 8) este cea care determină valoarea curentului cotinuu de ieşire pentru un semnal de intrare dat. Comutarea sincronă a modulatorului şi a demodulatorului se realizează cu ajutorul unei tensiuni dreptunghiulare de aproximativ 1 000 Hz. Această tensiune de comandă se obţine de la un generator de tip „cu blocare" („bloking") avînd un tranzistor şi o ferită, renunţîndu-se la soluţia clasică a multivibratorului (două tranzistoare). Ferita utilizată este de producţie ICET şi are forma unui dublu E, neprezentînd dificultăţile de bobinare ale feritelor toroidale. Reproductibilitatea scăzută a frecvenţei generate, care constituie un dezavantaj în cazul generatoarelor cu blocare, nu are importanţă în montajul descris, deoarece — datorită reacţiei negative globale de 99,8% — variaţia frecvenţei de comutaţie în limite foarte largi nu introduce erori.

Tensiunea de intrare în amplificator este diferenţa a două tensiuni — tensiunea termocuplului şi o tensiune de referinţă dată de puntea R_1, R_2, R_3, R_4 — fiecărui tip de termocuplu corespunzîndu-i şi o altă punte (fig. 9). Puntea şi tensiunea de referinţă îndeplinesc două scopuri, şi anume :

a) Comutarea subgamelor de temperatură, prin comutarea rezistenţelor R_1, şi deci a pragului de referinţă. În acest fel, la temperatura

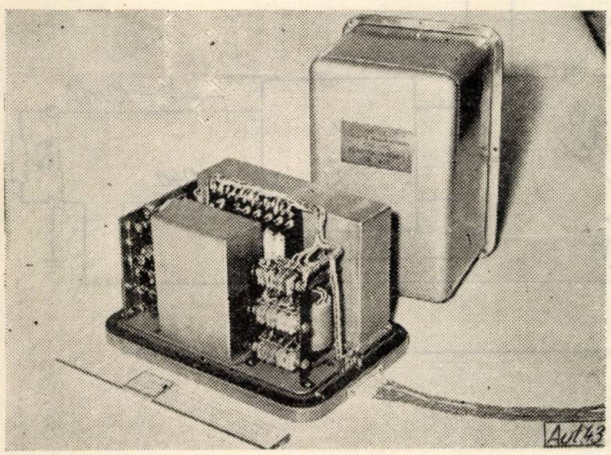


Fig. 10. Adaptorul de intrare pentru termocuple.

minimă a oricărei subgame, corespunde totdeauna o astfel de valoare a diferenţei celor două tensiuni, încît curentul continuu de ieşire să aibă o valoare minimă de 2 mA. În acelaşi mod, la temperatura maximă a oricărei subgame va corespunde un curent continuu de ieşire de 10 mA.

b) Compensarea variaţiei , cu temperatura mediului ambiant, a tensiunii termocuplului (compensarea temperaturii sudurii reci). În acest scop rezistenţele R_1 au o porţiune bobinată cu cupru. La creşterea temperaturii mediului, tensiunea de referinţă scade liniar, în acelaşi mod cu tensiunea termocuplului.

Blocul adaptor de intrare tip ATR pentru traductoare termorezistive

Adaptorul ATR transformă mărimea de intrare — rezistenţa variabilă cu temperatura — în curent continuu standardizat de 2—10 mA.

Variaţiile de rezistenţă ale traductorului (termorezistenţă de cupru sau platină) sînt termoformate de o punte Wheatstone în variaţii de tensiune continuă, care sînt apoi amplificate de un amplificator de c.c., cuprins într-o buclă de reacţie globală (fig. 11). Alimentarea punţii şi amplificatorului se face de la o sursă stabilizată de curent continuu. La ieşire, amplificatorul poate debita curentul normalizat pe o sarcină rezistivă de 0—1 000 ohmi.

Amplificatorul de c.c. este un amplificator cu modulaţie; semnalul continuu de la intrare este transformat în impulsuri de tensiune care sînt amplificate şi apoi detectate.

Semnalul continuu rezultat este amplificat într-un etaj final care debitează curentul de ieşire pe rezistenţa de sarcină.

Blocul ATR se compune, aşadar, din patru părţi distincte : puntea Wheatstone, amplificatorul de curent continuu, generatorul semnalului de comandă a modulatorului şi demodulatorului (generatorul bloking) şi sursa de alimentare.

Blocul ATR este prevăzut să lucreze cu două tipuri de termorezistenţe — de cupru şi de platină — acoperind gama de temperaturi cuprinse între — 50°C şi + 550°C. Deoarece limita inferioară de utilizare a termorezistenţei de platină este — 200°C, folosirea termorezistenţei de cupru în domeniul — 50°C ... + 150°C este justificată prin preţul de cost al acesteia mai redus decît al celei de platină şi prin posibilitatea obţinerii unei precizii mai mari (funcţia $R = f(\theta)$ este mai liniară la cupru decît la platină).

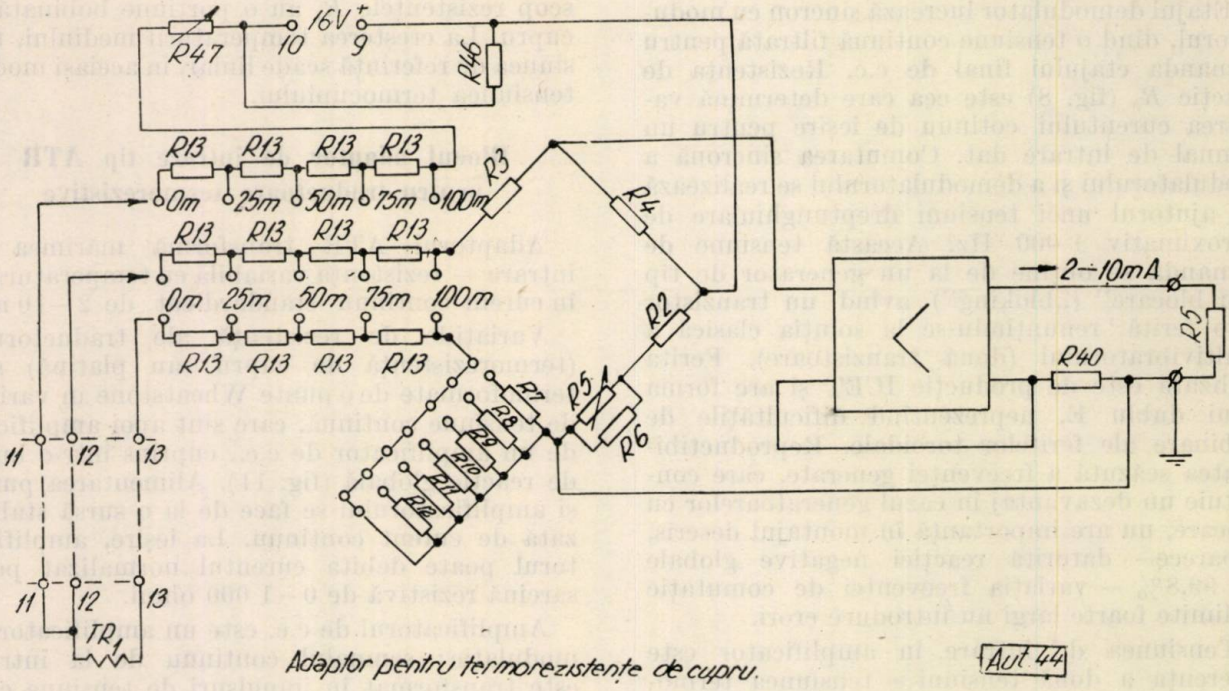
Întrucît cele două termorezistenţe au valori diferite în domeniile proprii de temperatură, pentru a se asigura condiţiile de semnal de ieşire şi de liniaritate necesară, au fost realizate două tipuri de punţi : pentru termorezistenţe de cupru şi pentru termorezistenţe de platină.

Puntea Wheatstone pentru termorezistenţa de cupru este formată din rezistenţele R_2, R_3 şi R_4 (fig. 11, a) împreună cu traductorul TRI.

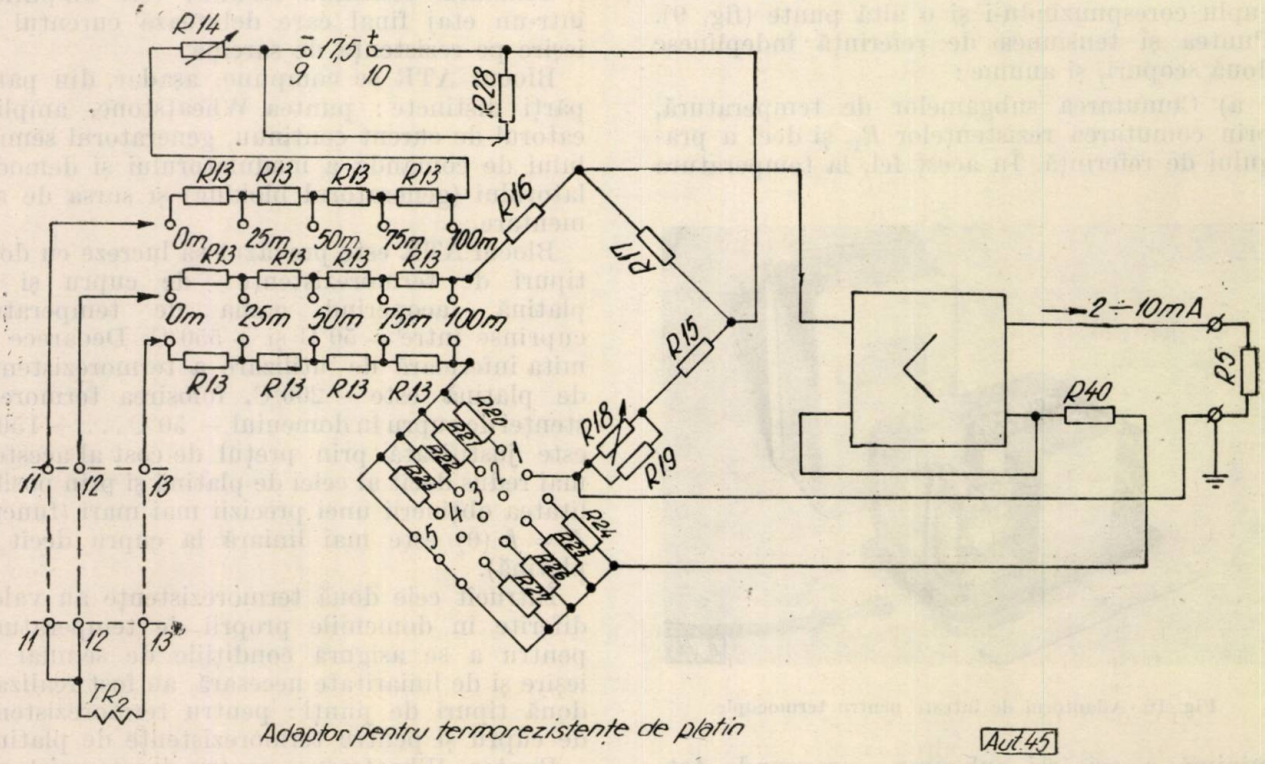
Puntea lucrează în regim dezechilibrat, echilibrarea ei făcîndu-se în afara domeniului de temperatură util.

Rezistențele R_7 — R_{12} se adaugă în serie cu traductorul, în funcție de domeniul de temperatură ales : R_7 pentru domeniul —50°C . . .0°C, iar R_{12} pentru domeniul + 75°C . . . + 125°C. Scurtcircuitul se introduce pentru domeniul + 100°C . . . + 150°C.

Potențiometrul R_5 în paralel cu rezistența R_6, servește la compensarea erorilor de fabricație ale rezistențelor punții și ale traductorului,



a)



b)

Fig. 11. Schema adaptorului pentru termorezistențe :
a — adaptorul pentru termorezistențe de cupru ; *b* — adaptorul pentru tremorezistențe de platină.

la compensarea erorii introdusă de rezistența conductoarelor dintre traductor și punte (cînd acestea nu au dimensiunile normalizate), precum și la fixarea limitei inferioare a curentului continuu de ieșire al blocului (2 mA).

Rezistențele R_{13} elimină erorile de măsură, care apar la cuplarea traductorului cu puntea prin conductoare de diferite lungimi. Se normalizează conductorul de cupru la $S = 1$ mm^2 și $l = 0 ; 25 ; 50 ; 75 ; 100$ m, cuplarea făcîndu-se după cum rezultă din schema de principiu.

Rezistența R_{46} și potențiometrul R_{14} stabilesc (brut și fin) tensiunea aplicată punții, deci valoarea tensiunii de dezechilibru.

Cuplarea traductorului cu puntea se face prin trei conductoare. Rezultă astfel o eroare neglijabilă provocată de variația cu temperatura a rezistențelor conductoarelor de legătură dintre traductor și punte.

Puntea Wheatstone pentru termorezistența de platină (fig. 11, *b*) are aceeași construcție cu puntea pentru termorezistența de cupru.

Domeniile de temperatură se fixează prin rezistențele $R_{20} - R_{23}$. Spre deosebire de termorezistența de cupru, termorezistența de platină prezintă însă o variație neliniară a rezistenței cu temperatura. Drept consecință, tensiunea maximă de dezechilibru variază de la un domeniu la altul. Pentru a obține aceeași variație a curentului de ieșire (2—10 mA), se modifică cîștigul amplificatorului de c.c. prin modificarea rezistenței de reacție ($R_{24} - R_{27}$).

Amplificatorul de c.c. este format dintr-un etaj de intrare modulator, un amplificator de impulsuri, realizat cu trei etaje, și un etaj demodulator, acționat sincron cu etajul modulator.

Semnalul continuu rezultat este amplificat într-un etaj de c.c. Sarcina acestui etaj este rezistența de sarcină a blocului ATR plus rezistența de reacție globală a amplificatorului de c.c. ($R_{40} + R_{24} \div 27$). Această reacție, de circa 99,5%, permite să se obțină stabilitatea curentului de ieșire față de rezistența de sarcină, constanța amplificării cu variația de temperatură a mediului ambiant, cu variația tensiunii de rețea și cu variația parametrilor tranzistoarelor, precum și un coeficient de neliniaritate redus.

Amplificatorul de c.c. este în întregime realizat cu tranzistoare tip EFT.

Etajele de modulare și demodulare au fost realizate pe același principiu ca și în cazul adaptorului pentru termocuple.

Amplificatorul de impulsuri este compus din trei etaje cu cuplaj direct, cuprinse într-o buclă de reacție negativă de c.c. pentru stabilizarea punctelor de funcționare.

În afara reacției de curent continuu, pentru îmbunătățirea stabilității și liniarității amplificatorului de impulsuri, acesta este prevăzut cu o reacție negativă globală în curent alternativ.

Etajul final este realizat cu un tranzistor EFT—122 în montaj cu emiterul la masă și reacție locală de curent în emiter.

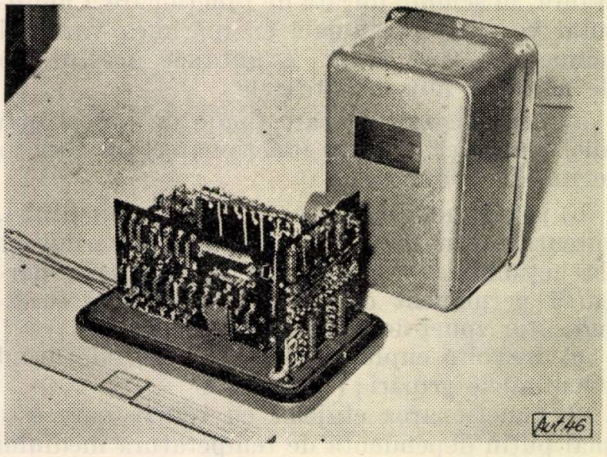


Fig. 12. Adaptorul de intrare pentru termorezistențe.

Generatorul cu blocare furnizează impulsurile de comandă ce se aplică etajelor de modulare și demodulare. Este realizat cu un tranzistor EFT—103 și o ferită tip ICET.

Blocul adaptor de ieșire tip AM și AMR pentru servomotor electric

Blocul adaptor de ieșire tip AM sau AMR este comandat la intrare de diferența a doi curenți — curentul de ieșire al blocului de comandă și reglare și curentul traductorului de poziție. Traductorul de poziție furnizează curentul de reacție negativă globală a blocului adaptor inclusiv elementul de execuție respectiv, reacție necesară pentru liniarizarea elementului motor. Prin urmare, este necesar ca deplasarea elementului de execuție (de exemplu variația secțiunii de trecere a unui ventil) să respecte întocmai modul de variație a ieșirii blocului regulator, deci să nu introducă elemente în plus față de caracteristicile PID ale blocului regulator.

Blocul adaptor pentru servomotor este, în fond, un amplificator cu circuitele de intrare și de ieșire în așa fel construite încît să permită comanda în două sensuri a unui motor, pornind de la semnale de intrare relativ mici.

Acest bloc poate fi elaborat cu acționare continuă sau discontinuă. În primul caz, se pot folosi numai motoare cu colector sau asincrone bifazate, a căror viteză de rotație este proporțională cu tensiunea de la ieșirea blocului adaptor, deci cu viteza proporțională cu mărimea variației curentului de intrare al blocului. Acest tip de adaptor necesită amplificatoare de c.c. liniare la care se pun problemele de

stabilitate cunoscute, iar pe de altă parte necesită etaje de putere corespunzătoare puterii motorului. În cel de-al doilea caz, se pot folosi atît motoarele cu colector sau asincrone bifazate, cît şi — în anumite condiţii — chiar motoarele trifazate. Viteza motorului va fi constantă, în schimb durata de funcţionare a motorului va fi proporţională cu mărimea variaţiei semnalului de intrare. Avantajele acestui tip de adaptor sînt următoarele :

a) necesită tranzistoare finale de puteri mai mici, deoarece permite funcţionarea acestora în regim de comutaţie ;

b) poate lucra cu motoare de puteri mai mici, curentul prin înfăşurări circulînd intermitent (la acţionarea continuă, înfăşurarea este parcursă permanent cel puţin de curentul corespunzător zonei de insensibilitate) ;

c) dezvoltă cuplu mare la pornire, înlăturînd eventualele gripări ;

d) funcţionarea etajelor cu tranzistoare este mai puţin dependentă de temperatura mediului ambiant ;

e) zona de insensibilitate nu depinde de calitatea motorului, a ungerii etc.

În aceste condiţii, varianta adoptată de ICET a fost cea discontinuă, cu etajele cu tranzistoare lucrînd toate în regim de comutaţie.

Adaptorul de ieşire este, de fapt, un sistem tripoziţional avînd o poziţie de echilibru, iar celelalte două poziţii, funcţie de semnul abaterii mărimii de intrare.

Deplasarea elementului de execuţie va fi aşadar o funcţie continuă a curentului de ieşire al blocului regulator, deoarece curba medie, rezultată din micile deplasări discrete comandate de adaptor, poate fi aproximată cu o linie dreaptă.

Schema aparatului se compune din două ramuri simetrice care acţionează, una sau alta, după semnul mărimii de intrare.

Fiecare ramură se compune dintr-un circuit basculant, două etaje de amplificare şi un etaj de ieşire.

Circuitul basculant este realizat sub forma unui releu Schmitt cu tranzistoare, care basculează atunci cînd se aplică la intrare o tensiune de polaritate corespunzătoare.

Basculareа unuia sau altuia dintre cele două circuite basculante corespunde sensului mărimii de acţionare (diferenţa dintre semnalul primit de la blocul de comandă şi semnalul dat de traductorul de poziţie elementului de execuţie).

Circuitul basculant acţionează asupra unui amplificator intermediar cu două etaje, care — la rîndul său — acţionează etajul de ieşire. Acesta comandă un electromotor, al cărui sens de rotaţie se schimbă după sensul abaterii mărimii de intrare.

Pentru a evita încălzirea, precum şi eventualele variaţii de curent datorite variaţiilor de temperatură sau altor cauze, etajele amplificatoare lucrează în regim de comutaţie.

Tranzistoarele utilizate sînt de tipul EFT.

În schema etajului final — varianta AM — s-au utilizat tranzistoare de 10 W putere disipată.

Fiind vorba de curenţi mari, de ordinul amperilor, s-a adoptat un montaj care permite alimentarea etajului în curent pulsatoriu. În

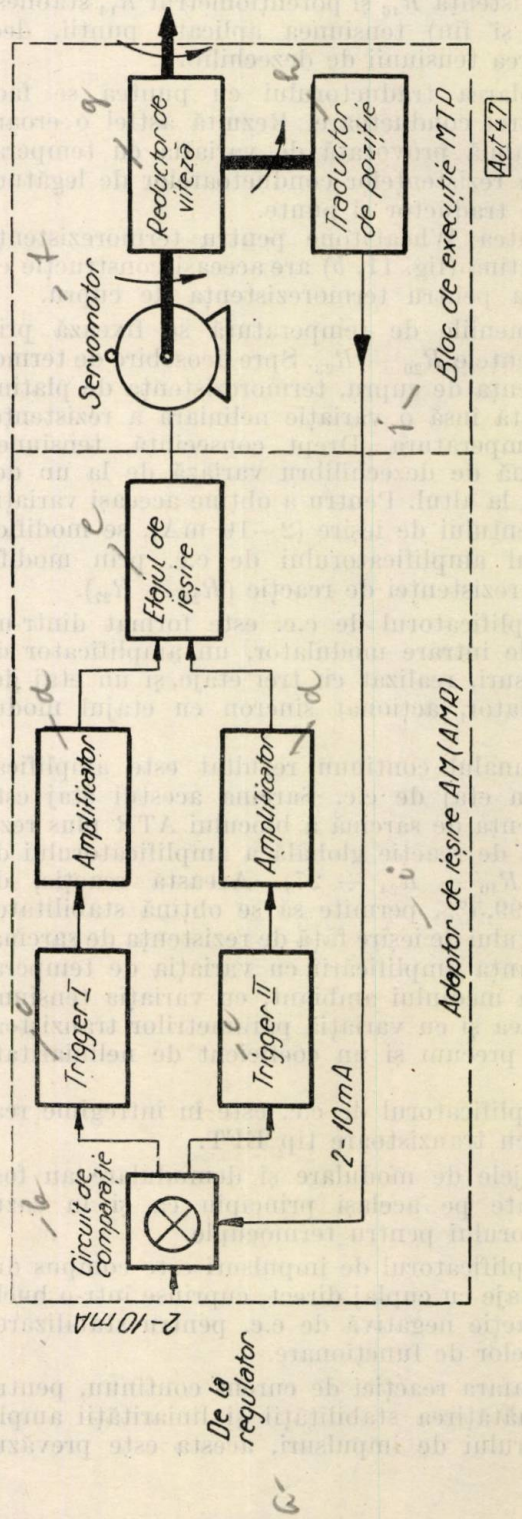


Fig. 13. Schema — bloc a adaptorului de ieşire pentru servomotor electric, cuplat cu blocul de execuţie.

felul acesta, se elimină filtrele pe care le-ar necesita o sursă de curent continuu.

Faza semnalului de ieşire se schimbă după cum conduce una sau alta dintre cele două ramuri ale schemei.

Pentru a se obţine o putere mare de sarcină, punctele de funcţionare s-au ales în aşa fel, încît la blocare să se obţină tensiunea maximă, iar la conducţie, curentul maxim.

Pentru a obţine o putere utilă de 120 W, s-au montat în etajul final cîte două tranzistoare în paralel. În acest scop, etajul prefinal asigură un curent de circa 500 mA (c.c.).

Pentru a putea realiza adaptorul de ieşire în varianta AM, este necesară utilizarea unor tranzistoare de putere de bună calitate.

Pe de altă parte, realizarea unei scheme fără contacte, ca cea de mai sus, impune ca servomotorul să fie exclusiv de tip bifazat. De asemenea, gabaritul şi preţul variantei AM sînt de aproximativ două ori mai mari decît ale variantei AMR.

Din aceste considerente, a fost preferată varianta AMR în care etajul final a fost înlocuit prin relee, fără ca restul schemei să sufere modificări de principiu. Soluţia aceasta prezintă şi alte avantaje importante, ca :

a) se pot utiliza ca elemente de execuţie motoare de orice tip, deci şi motoare trifazate ;

b) nu este necesară adaptarea prealabilă a motorului la etajul final ;

c) bobinele de acţionare ale releelor se montează în colectorul celui de-al doilea etaj de amplificare (cîte un releu pe fiecare ramură) ;

d) schimbarea sensului de rotaţie al motorului se face prin acţionarea unuia sau altuia dintre cele două relee ;

e) schema contactelor este în aşa fel concepută încît să nu poată anclanşa ambele relee simultan ;

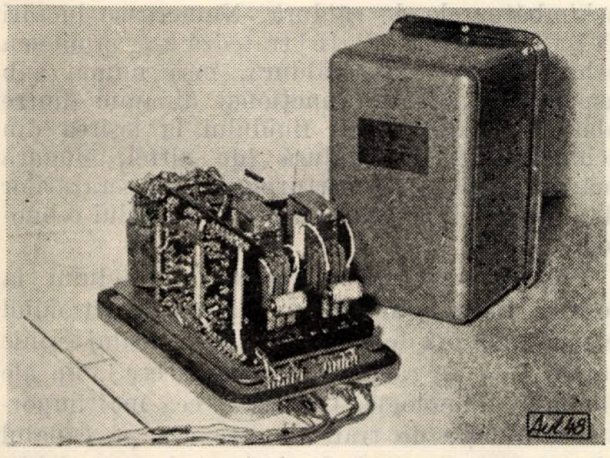


Fig. 14. Adaptorul de ieşire pentru servomotor electric, varianta AMR

f) releele utilizate sînt de tip CFL—3, fabricate la uzinele „Grigore Preoteasa", şi garantate la 5 milioane de anclanşări.

Blocul de execuţie cu servomotor electric, tip MTP

Pentru cazul acţionărilor cu servomotor electric trebuie prevăzut, pe axul sau tija ventilului, un dispozitiv traductor de poziţie. Aceasta a determinat elaborarea unui bloc special de execuţie cu servomotor electric.

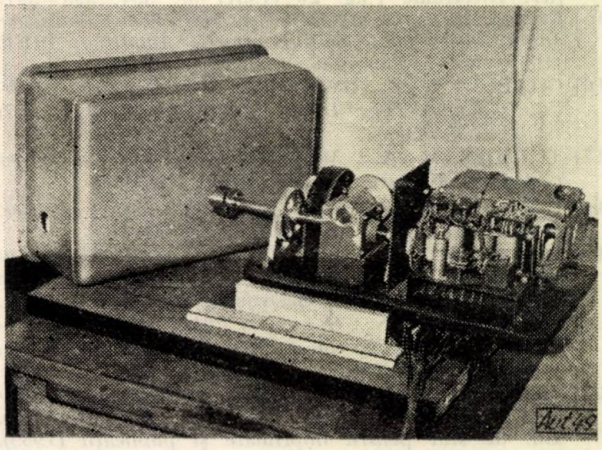


Fig. 15. Blocul de execuţie cu servomotor electric.

S-a folosit drept traductor de poziţie un potenţiometru alimentat în c.c. de la o sursă stabilizată. Cursorul acestui potenţiometru realizează o cursă completă, indiferent de numărul de rotaţii efectuate de axul de ieşire. În acest scop sînt prevăzute un număr de roţi dinţate interschimbabile. La limitele de cursă, potenţiometrul debitează — pe rezistenţa de intrare a blocului AMR — un curent între 2 şi 10 mA.

Bibliografie

[1] KARP H. R. : *Electronic Process Control Systems.* Control Engineering **5** (1958), nr. 11, 80—96.

[2] MIRONOV V. D. : *Despre condiţiile tehnice cerute regulatoarelor automate de utilizare general industrială.* Priborostroenie (1959) nr. 12, 7—8

[3] BARLOW E. D. : *What's Available in Europe for Electric Process Control.* Control Engineering **7** (1960) nr. 6, 103—107 ; nr. 8 107—111 ; nr. 10, 105—108.

[4] SWATWOUT AUTRONIC EQUIPMENT : *Instruction for installing and operating.* The Swartwout Division. Elliott Brothers, Londra, (oct. 1959).

[5] *Regulator de procese industriale (termice, chimice, etc.).* Studiu ICET 1958.

[6] BALCAR J. : *Spojite elecktricke regulatory.* Elecktrotechn. Obz. **42** (1956) nr. 11, T. 61—T 67.

[7] BULLEN C. V. : *A Triple Action Positioning Controller Using a Magnetic Modulator.* Communication and Electronics **78**, nr. 40, 785—787.

[8] ROZENBLAT M. A. : *Magnitnie Usilitehi.* Izdatelistvo Sovietskoe Radio, Moscova, 1960, vol. **II.**

[9] PESSEN D. W. : *Optimum Three-mode Controller Sttings for Automatic Start-up-Transactions of the ASME* (1953) nr. 71, 843—849.

[10] GUENOU S. : *Amplification et mesure des faibles tensions continues avec des dispositifs a semiconducteurs.* L'Onde Electrique **39** (1959) nr. 390, 733—738.

[11] BRIGHT R. L.: *Junction transistors used as switches.* Trans. AIEE (1955) nr. 3, 111—121.
[12] BRIGHT R. L., KRUPER A. P.: *Chopper circuit for D. C. Amplifier.* Din culegerea „Transistor Circuits and Applicatons" sub redacţia lui J. M. Caroll. M. c. Graw Hill New York 1957, 255—257.
[13] KARANDEEV K. B., GOLDGHEFTER V. I., MIZIUC M. G.: *Preobrazovateli postoianova-toca na poluprovodnicovth triodah dlea izmeritelnth usiliteli.* Priborî tehnica experimenta 1959, nr. 2, pag. 62—64.
[14] BURTON P. L.: *A. Transistor D. C. Chopper Amplifier.* Electronic Eng. **29** (1957) nr. 354, 393—397.
[15] CHAPLIN B. B. OWENS K. R.: *Some Transistor Input Stages for High-Gain D. C. Amplifier.* PIEE (1957) nr. 7, 249—256.
[16] CHAPLIN B. B., OWENS K. P.: *Transistor High-Gain Chopper-Type D. C. Amplifier.* PIEE (1957) nr. 11, 258—266.
[17] TURICIN M. A.: *Măsurarea electrică a mărimilor neelectrice.* Editura Tehnică, Bucureşti, 1957.
[18] BAIDA L. L. s.a.: *Curs general de măsuri electrice.* Editura Energetică de Stat, Bucureşti 1955.
[19] SENATOROV K. I., GUSCIOV V. T.: *O isledovaniu profesov v blokinggheneratore na poluprovodnicovom triode.* Radiotehnica i electronica **2** (1957) 9, 1119.
[20] IACOVLEV V. N.: *O rasciotu dlitelnosti impulse bloking gheneratora na ploscostnom triode.* Radiotehnica i Electronica **3** (1958) 9, 1167.
[21] *DGEMSI — Instrucţiuni pentru verificarea măsurătorilor şi aparatelor de măsurat — Temperaturi (I).* Ed. de stat pentru imprimate şi publicaţii (1959).
[22] MIRONOV V. D., ŞTEFANI E. P.: *Electronte avtomaticeksi regulatort teplovth profesov.* Gosenergoizdat, Moskva 1955.
[23] KONEV I. I.: *Cristaliceskie triodi v ustroistvoh automaticeskovo upravlenia.* Izd. sovet. radio. Moskova 1957.
[24] SHEA, R.: *Transistor audio amplifiers.* John Wiley, York, 1955.
[25] LO A.: *Osnovî poluprovodinicovoi electroniki.* Sovietskoe Radio, Moskva 1958.
[26] SLAUGHTER, D. W.: *Transistor amplifiers feedback stabilised.* Electronics (1955) mai.
[27] KONEV IU. I.: *Poluprovodnikovtie triodî v usiliteliah sladiaşcih sistem* (Din culegerea Poluprodovnivaia electronika). Gosenergoizdat, Moscova, Leningrad, 1956, 132—151.
[28] *Les transistors dans les circuits de commutation.* Radioelectronique professionelle (1959) iunie, 13.
[29] VASSEUR J. P.: *Puissances maximes des elements semiconducteurs a jonctions.* Analles de Radioélectricité. **9** (1956) nr. 43, 3—28.
[30] SCHMELTZER R. A.: *Maximum Stable Collector Voltage for Jonction Transistors.* PIRE **38** (1960) nr. 3, 332—340.
[31] KONEV, IU. L.: *Paralelinoie vcliucenie cristaliceskih triodov.* (Din culegerea „Poluprovodnikoviie priborî i ih primemenie) vol **I** (sub redacţia lui Ia. A. Fedotov). Izdatelistvo Sovietskoe Radio, Moscova 1956, 402—432.
[32] HURLEY R.: *Junction Transistor Electronics.* John Wuley, New York 1958.
[33] DESAULTES A. N.: *Transistor — Relay Hybrids for Close-differential switching.* Control, Engineering **7** (1960) nr. 4, 151—153.
[34] HERŞCOVICI H., CĂLUŞIŢĂ M., ŞERBAN R.: *Tendinţe moderne în construcţia regulatoarelor automate electronice.* Automatica şi Electronica **4** (1960) nr. 2, 65—70.
[35] CĂLUŞIŢĂ M.: *Reţelele corectoare din regulatoarele electronice PID.* Automatica şi Electronica **5** (1961) nr. 4, 119—155.

ION SZEKELY*

Răspunsul tranzitoriu al răcitoarelor tubulare la abaterile de debit al fluidului tehnologic şi calitatea optimă a reglării răcitoarelor

Principalul impediment în încetăţenirea aparatului analitic al teoriei reglării în metodologia de proiectare curentă a sistemelor automate, în procesele tehnologice de industrie chimică şi similare, îl reprezintă lipsa informaţiei iniţiale privitoare la comportarea în regim tranzitoriu a obiectelor automatizării. O mare parte din aceste obiecte au parametrii atît de accentuat distribuiţi , încît asimilarea lor cu obiecte cu parametri concentraţi duc la imagini cu totul deformate a realităţii. În aceste cazuri este absolut necesară analiza comportării dinamice a obiectelor ca atare, fără ipoteza simplificatoare a caracterului concentrat al parametrilor. Din această categorie fac parte utilaje de uzul cel mai frecvent ca : schimbătoarele de căldură tubulare, coloanele de absorbţie şi rectificare cu umplutură, reactoarele tubulare şi multe altele. Cele mai studiate obiecte de acest gen, datorită universalităţii lor, sînt schimbătoarele de căldură. Numeroase lucrări [1], [2], [3], [4], [5], [6] tratează larg problema schimbătoarelor de căldură, însă numai sub aspectul raportului funcţional dinamic dintre abaterea temperaturii fluidului la ieşirea din schimbătorul de căldură (de altfel, singura mărime reglată) şi perturbările temperaturilor de intrare a agentului termic şi fluidului tehnologic.

Practic, reglarea temperaturii fluidului la ieşirea din schimbător se realizează acţionînd exclusiv asupra debitelor, fie ale agentului termic (abur, apă de răcire sau încălzire etc.), fie ale fluidului tehnologic. De aceea, cea mai importantă funcţie de transfer este cea pe canalul abatere temperatură de ieşire—abatere debit, ca fiind canalul acţiunii de reglare, celelalte fiind doar canale de propagare a perturbărilor. Fără cunoaşterea primelor funcţii de transfer, nu este posibilă analiza dinamică a circuitului închis, respectiv ducerea analizei pînă la soluţionare finală.

* Ing. I. Szekely este şeful atelierului de proiectare automatizări IPROCHIM.

În lucrarea de faţă se prezintă soluţia dusă pînă la exemplul numeric pentru cazul cel mai simplu de schimbătoare de căldură cu parametrii esenţial distribuiţi — răcitoarele tubulare.

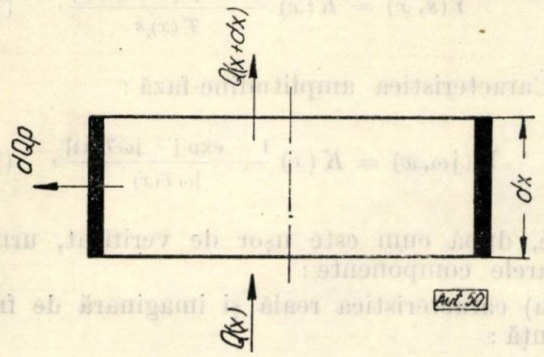


Fig. 1. Bilanţul termic în regim staţionar al unui element de lungime al răcitorului.

Vom analiza răcitorul tubular cu aer, cu pereţi subţiri (capacitatea termică a peretelui este neglijabilă în raport cu capacitatea termică a spaţiului tubular*).

Bilanţul termic al elementului de lungime dx al răcitorului (fig. 1) în regim staţionar, $\Sigma Q = 0$ are elementele componente** :

$$Q(x) = G\,c\,\theta(x)$$

$$Q(x+dx) = -Gc\left[\theta(x) + \frac{\partial\theta(x)}{\partial x}dx\right]$$

$$dQ_p(x) = -K_0 dx\,[\theta(x) - \theta_{ext}],$$

unde :

$Q(x)$ este căldura adusă de fluidul tehnologic ;
$Q(x+dx)$ — căldura eliminată prin fluidul tehnologic ;
$dQ_p(x)$ — căldura cedată în exterior, toate în kcal/s ;
G — debitul de fluid, în kg/s ;
c — căldura specifică a fluidului, în kcal/kg °C ;
$\theta(x)$ — temperatura curentă a fluidului, în °C ;
$K_0 = KF/L$ — coeficientul de termotransmisie raportat la unitatea de lungime a răcitorului, în kcal/ms°C ;
K este coeficientul de termotransmisie, în kcal/m²s °C ;
F — suprafaţa totală de schimb de căldură, în m² ;
L — lungimea totală a răcitorului.

În regim tranzitoriu,

$$\Sigma\Delta Q = \frac{\partial\Delta E}{\partial t}, \tag{1}$$

unde E este energia calorică acumulată de porţiunea dx a răcitorului.

Termenii bilanţului termic dinamic, în cazul în care variază atît temperaturile cît şi debitul sînt :

$$\Delta Q(x,t) = \Delta\,[G(t)\,c\,\theta\,(x,t)]$$

$$\Delta Q(x+dx,t) = -\Delta\left\{G(t)\,c\left[\theta(x,t) + \frac{\partial\theta(x,t)}{\partial x}dx\right]\right\} \tag{2}$$

$$\Delta[dQ_p(x,t)] = -\Delta\{K_0\,dx\,[\theta(x,t) - \theta_{ext}]\}$$

$$\Delta E = \Delta\,[\sigma\gamma c\,\theta(x,t)dx]$$

unde :

σ este secţiunea răcitorului, în m² ;
γ — greutatea specifică a fluidului, în kg/m³.

Introducînd termenii (2) în bilanţul dinamic :

$$\Sigma\Delta Q = \Delta Q(x,t) + \Delta Q(x+dx,t) + \Delta dQ_p(x,t) = \frac{\partial\Delta E}{\partial t}, \tag{1'}$$

obţinem după simplificări elementare :

$$c\frac{\partial\theta(x,t)}{\partial x}\Delta G(t) + G(t)c\frac{\partial\Delta\theta(x,t)}{\partial x} + K_0\Delta\theta(x,t) + \sigma\gamma c\frac{\partial\Delta\theta(x,t)}{\partial t} = 0. \tag{3}$$

Ecuaţia obţinută este neliniară. În ipoteza abaterilor mici, avem :

$$\frac{\partial\theta(x,t)}{\partial x}\Delta G(t) = \left[\frac{\partial\theta(x,o)}{\partial x} + \frac{\partial\Delta\theta(x,t)}{\partial x}\right]\Delta G(t) \cong \cong \frac{\partial\theta(x,o)}{\partial x}\Delta G(t) \tag{4}$$

$$\frac{\partial\Delta\theta(x,t)}{\partial x}G(t) = [G_0 + \Delta G(t)]\frac{\partial\Delta\theta(x,t)}{\partial x} \cong \cong G_0\frac{\partial\Delta\theta(x,t)}{\partial x}, \tag{5}$$

în ambele cazuri prin neglijarea produselor de creşteri.

Expresia $\frac{\partial\theta(x,o)}{\partial x}$ din ecuaţia (4) este gradientul de temperatură în direcţia de curgere a fluidului în regim staţionar şi poate fi uşor

---

* Această ipoteză este acceptabilă în practică atunci cînd $\frac{\delta}{D} \leqslant 0{,}05$, ceea ce nu se îndeplineşte aproape niciodată pentru tuburile cu diametrul mic (spre exemplu tuburile interioare ale schimbătoarelor de căldură tubulare, care au D cuprins între 15 şi 50 mm) şi se îndeplineşte aproape totdeauna pentru răcitoare şi mantalele exterioare ale schimbătorului de căldură ($D \geqslant 60$ mm) ; δ — grosimea peretelui şi D — diametrul mediu al tubului).

** Modul de stabilire a bilanţului termic staţionar şi dinamic al elementului infinitesimal al obiectelor reglării cu parametri distribuiţi [6].

determinat din ecuaţia cîmpului de temperaturi :

$$\theta(x) = (\theta_0 - \theta_{ext}) \exp\left(-\frac{KF}{G_0 c}\frac{x}{L}\right) + \theta_{ext} \quad (6)$$

$$\frac{\partial\theta(x,o)}{\partial x} = \frac{d\theta(x)}{dx} = -$$
$$-(\theta_0 - \theta_{ext})\frac{KF}{G_0 cL}\exp\left(-\frac{KF}{G_0 c}\frac{x}{L}\right), \quad (7)$$

unde G_0 este debitul de fluid în regim staţionar iniţial.

După liniarizarea şi introducerea expresiei pentru gradientul de temperatură (7), ecuaţia (3) devine :

$$\frac{\partial\Delta\theta(x,t)}{\partial x} + \frac{\sigma\gamma}{G_0}\frac{\partial\Delta\theta(x,t)}{\partial t} + \frac{K_0}{G_0 c}\Delta\theta(x,t) =$$
$$= (\theta_0 - \theta_{ext})\frac{K_0}{G_0^2 c}\exp\left(-\frac{KF}{G_0 c}\frac{x}{L}\right)\Delta G(t). \quad (8)$$

Efectuînd transformarea Laplace, obţinem :

$$\frac{d\overline{\Delta\theta(x)}}{dx} + \left(\frac{\sigma\gamma}{G_0}s + \frac{K_0}{G_0 c}\right)\overline{\Delta\theta(x)} =$$
$$= (\theta_0 - \theta_{ext})\frac{K_0}{G_0^2 c}\exp\left(-\frac{K_0}{G_0 c}x\right)\overline{\Delta G}. \quad (9)$$

Expresia (9) este o ecuaţie diferenţială ordinară în raport cu coordonata spaţială, cu soluţia generală :

$$\overline{\Delta\theta(x)} = \overline{C}\exp\left[-\left(\frac{\sigma\gamma}{G_0}s + \frac{K_0}{G_0 c}\right)x\right] +$$
$$+ (\theta_0 - \theta_{ext})\frac{K_0}{G_0^2 c}\exp\left(-\frac{K_0}{G_0 c}x\right)\overline{\Delta G}. \quad (10)$$

Din condiţia marginală $\overline{\Delta\theta(0)} = 0$, obţinem pentru constanta de integrare :

$$\overline{C} = -(\theta_0 - \theta_{ext})\frac{K_0}{G_0^2 c}\frac{1}{\frac{\sigma\gamma}{G_0}s}, \quad (11)$$

de unde :

$$\overline{\Delta\theta(x)} = (\theta_0 - \theta_{ext})\frac{K_0}{G_0^2 c}\frac{1}{\frac{\sigma\gamma}{G_0}s}\exp\left(-\frac{K_0}{G_0 c}x\right)\left[1 - \exp\left(-\frac{\sigma\gamma}{G_0}\varkappa s\right)\right]\overline{\Delta G}. \quad (12)$$

Notînd :

$$K(x) = (\theta_0 - \theta_{ext})\frac{K_0 x}{G_0^2 c}\exp\left(-\frac{K_0}{G_0 c}x\right), \quad (12')$$
$$T(x) = \frac{\sigma\gamma}{G_0}x,$$

obţinem funcţia de transfer a răcitorului tubular pe canalul abatere debit—abatere temperatură, sub forma :

$$Y(s,x) = K(x)\frac{1 - \exp[-T(x)s]}{T(x)s}. \quad (13)$$

Caracteristica amplitudine-fază :

$$Y(j\omega,x) = K(x)\frac{1 - \exp[-j\omega T(x)]}{j\omega T(x)}, \quad (14)$$

are, după cum este uşor de verificat, următoarele componente :

a) caracteristica reală şi imaginară de frecvenţă :

$$P(\omega) = K(x)\frac{\sin[\omega T(x)]}{\omega T(x)}, \quad (15)$$

$$Q(\omega) = -K(x)\frac{1 - \cos[\omega T(x)]}{\omega T(x)}; \quad (16)$$

b) caracteristica amplitudine-frecvenţă şi fază-frecvenţă :

$$A(\omega) = \frac{K(x)}{\omega T(x)}\sqrt{2\{1 - \cos[\omega T(x)]\}}$$
$$\varphi(\omega) = \text{arc tg}\left\{-\frac{1 - \cos[\omega T(x)]}{\sin[\omega T(x)]}\right\} \quad (17)$$

şi întrucît :

$$-\frac{1 - \cos[\omega T(x)]}{\sin[\omega T(x)]} = -\text{tg}\frac{\omega T(x)}{2} = \text{tg}\left[-\frac{\omega T(x)}{2}\right], \quad (18)$$
$$\varphi(\omega) = \frac{\omega T(x)}{2}.$$

Pe baza caracteristicilor obţinute vom analiza stabilitatea şi calitatea optimă a reglării răcitoarelor tubulare cu regulatoarele uzuale (*P* şi *PI*) sub o formă generală, utilizabilă direct în calcule curente.

Caracteristica amplitudine-fază a regulatorului *PI* :

$$Y_r(j\omega) = -\frac{1}{\delta}\left(1 - j\frac{1}{\omega T_i}\right), \quad (19)$$

unde δ şi T_i sînt cele două mărimi acordabile ale regulatorului, şi anume :

δ — intervalul de proporţionalitate în valori absolute (valoarea inversă a „coeficientului de amplificare" a regulatorului);

T_i — constanta de timp a acţiunii integrale a regulatorului.

Caracteristica amplitudine-fază a răcitorului tubular în punctul de ieşire a fluidului ($x = L$):

$$Y_{ob}(j\omega) = P(\omega) + jQ(\omega) = \\ = K\left[\frac{\sin\omega T}{\omega T} - j\,\frac{1-\cos\omega T}{\omega T}\right], \tag{20}$$

unde s-a notat:

$Y_{ob}(j\omega) = Y_{ob}(j\omega, L)$; $K = K(L)$; $T = T(L)$.

Introducînd valorile date de formulele (19) şi (20) în condiţia de închidere a sistemului de reglare:

$$Y_{ob}(j\omega)\cdot Y_r(j\omega) - 1 = 0, \tag{21}$$

obţinem condiţia la limita de stabilitate:

$$\left(\frac{\sin\omega T}{\omega T} - \frac{1-\cos\omega T}{\omega^2 T T_i} + \frac{\delta}{K}\right) - j\left(\frac{\sin\omega T}{\omega^2 T T_i} + \frac{1-\cos\omega T}{\omega T}\right) = 0. \tag{22}$$

Expresia (22) este satisfăcută dacă:

$$\frac{\sin\omega T}{\omega T} - \frac{1-\cos\omega T}{\omega^2 T T_i} + \frac{\delta}{K} = 0 \quad \text{şi} \\ \frac{\sin\omega T}{\omega^2 T T_i} + \frac{1-\cos\omega T}{\omega T} = 0. \tag{23}$$

Din aceste două ecuaţii obţinem expresiile pentru cei doi parametri de acordare ai regulatorului:

$$\delta = -\frac{2(1-\cos\omega T)}{\omega T \sin\omega T}K; \quad T_i = -\frac{\sin\omega T}{\omega(1-\cos\omega T)}. \tag{24}$$

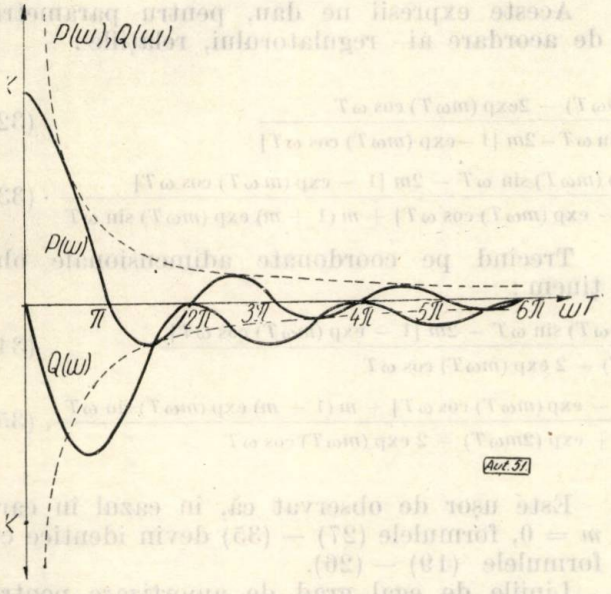


Fig. 2. Caracteristica reală $P(\omega)$ şi imaginară $Q(\omega)$ de frecvenţă a răcitorului tubular pe canalul abatere debit — abatere temperatură de ieşire a fluidului.

Delimităm cu ajutorul acestor expresii domeniul de stabilitate a sistemului, cu metoda lui I Neumark [7], în planul parametrilor de acordare a regulatorului (delimitarea D în planul $\delta - T_i$). Pentru a nu limita valoarea generală a soluţiei obţinute, în diagramă vom introduce nu valorile absolute ale parametrilor de acordare, ci valorile adimensionale $\frac{K}{\delta}$ şi $\frac{KT}{\delta T_i}$.

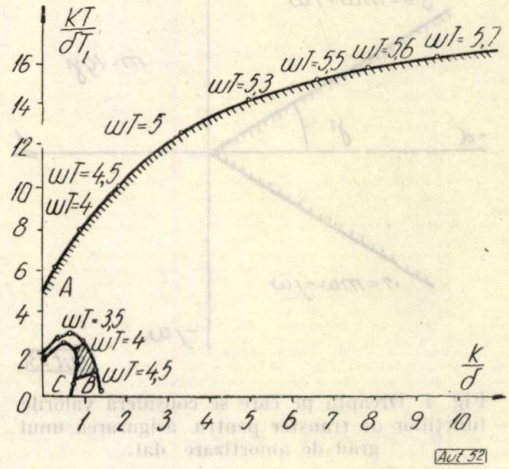


Fig. 3. Delimitarea domeniului de stabilitate a sistemului de reglare a răcitorului tubular în planul mărimilor de acordare a regulatorului PI (curba A).
(Curbele B şi C sînt curbe avînd acelaşi grad de amortizare: $\psi = 0{,}75$ respectiv $\psi = 0{,}90$. Suprafaţa haşurată este domeniul de acordare optimă a regulatorului).

În acest caz, în locul expresiilor (24) obţinem expresiile:

$$\frac{K}{\delta} = -\frac{\omega T}{2}\,\frac{\sin\omega T}{1-\cos\omega T} \tag{25}$$

$$\frac{KT}{\delta T_i} = \frac{(\omega T)^2}{2}. \tag{26}$$

Delimitarea domeniului de stabilitate este reprezentată în figura 3. Întrucît parametrii de acordare sînt mărimi pozitive, nu au sens fizic decît oscilaţiile tranzitorii cu frecvenţa adimensională cuprinsă în intervalul $\pi \leqslant \omega T < 2\pi$. Din formula (25) se poate observa că în intervalul $3\pi < \omega T < 4\pi$ şi în genere $(2n-1)\pi < \omega T < 2n\pi$ de asemenea apar valori reale de acordare, însă acestea corespund la „coeficienţi de amplificare" atît de mari, încît practic nu pot fi obţinuţi cu regulatoare uzuale.

Să vedem care este domeniul valorilor de acordare a regulatorului, corespunzător unei calităţi optime a reglării.

Perechea de valori de acordare poate fi univoc determinată, impunînd două condiţii de calitate. Practica automatizării obiectelor industriale, de genul celor întîlnite în industria chimică şi similare (obiecte termotehnice), duce la concluzia că cea mai expresivă condiţie de calitate pentru astfel de obiecte este gradul de

amortizare ψ^* a componentei oscilatorii a mărimii de ieşire în regim tranzitoriu. Gradul optim de amortizare, exceptînd unele cazuri cu totul deosebite, este cuprins între

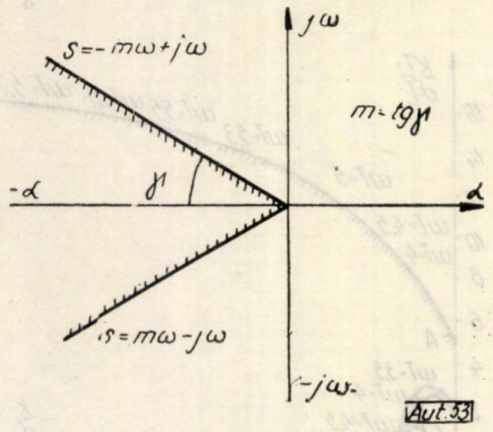


Fig. 4. Dreapta pe care se consideră valorile funcţiilor de transfer pentru asigurarea unui grad de amortizare dat.

$0{,}75 \leqslant \psi \leqslant 0{,}90$ (corespunzător unui grad de oscilaţie $0{,}221 \leqslant m \leqslant 0{,}366$ [8]. Valorile mai mici ale gradului de amortizare duc la o intensitate prea mică a amortizării oscilaţiilor, iar valorile mai mari la abateri dinamice (supra-reglări) prea mari.

Valorile de acordare a regulatorului, corespunzătoare unui grad de amortizare dat, pot fi obţinute din condiţiile de închidere a circuitului de reglare, folosind expresiile funcţiilor de transfer pentru valorile operatorului S de-a lungul dreptei $S = -m\omega + j\omega$ din planul S (fig. 4). Fără a insista asupra conţinutului fizic al acestei alegeri, determinăm expresiile ce ne dau valorile căutate ale parametrilor de acordare a regulatorului**.

Funcţiile de transfer luate pe dreapta $S = m\omega + j\omega$ au forma :

a) pentru răcitorul tubular :

$$Y_{ob}(-m\omega + j\omega) = K\frac{1-\exp[-T(-m\omega+j\omega)]}{T(-m\omega+j\omega)}; \quad (27)$$

b) pentru regulatorul PI :

$$Y_r(-m\omega + j\omega) = -\frac{1}{\delta}\left[1 + \frac{1}{T_i(-m\omega+j\omega)}\right]. \quad (28)$$

Din condiţia închiderii circuitului de reglare obţinem :

$$\frac{\exp(m\omega T)\sin\omega T}{\omega T} - \frac{1-(1-m\omega T_i)\exp(m\omega T)\cos\omega T}{\omega^2 T T_i} +$$

$$+ (1-m)\frac{\delta}{K} + \frac{m}{\omega T} - j\left[\frac{(1-m\omega T_i)\exp(m\omega T)\sin\omega T}{\omega^2 T T_i} + \right.$$

$$\left. + \frac{1-\exp(m\omega T)\cos\omega T}{\omega T} - 2m\frac{\delta}{K}\right] = 0, \quad (29)$$

respectiv :

$$\frac{\exp(m\omega T)\sin\omega T}{\omega T} - \frac{1-(1-m\omega T_i)\exp(m\omega T)\cos\omega T}{\omega^2 T T_i} +$$

$$+ (1-m)\frac{\delta}{K} + \frac{m}{\omega T} = 0 \quad (30)$$

şi

$$\frac{1-m\omega T_i\exp(m\omega T)\sin\omega T}{\omega^2 T T_i} + \frac{1-\exp(m\omega T)\cos\omega T}{\omega T} -$$

$$- 2m\frac{\delta}{K} = 0. \quad (31)$$

Aceste expresii ne dau, pentru parametrii de acordare ai regulatorului, relaţiile :

$$\delta = -\frac{K}{\omega T}\frac{1+\exp(2m\omega T) - 2\exp(m\omega T)\cos\omega T}{1-m\exp(m\omega T)\sin\omega T - 2m[1-\exp(m\omega T)\cos\omega T]} \quad (32)$$

$$T_i = -\frac{1}{\omega}\frac{(1-m)\exp(m\omega T)\sin\omega T - 2m[1-\exp(m\omega T)\cos\omega T]}{(1-m+2m^2)[1-\exp(m\omega T)\cos\omega T] + m(1+m)\exp(m\omega T)\sin\omega T}. \quad (33)$$

Trecînd pe coordonate adimensionale obţinem :

$$\frac{K}{\delta} = -\omega T\frac{(1-m)\exp(m\omega T)\sin\omega T - 2m[1-\exp(m\omega T)\cos\omega T]}{1+\exp(2m\omega T) - 2\exp(m\omega T)\cos\omega T} \quad (34)$$

$$\frac{KT}{\delta T_i} = (\omega T)^2\frac{(1-m+2m^2)[1-\exp(m\omega T)\cos\omega T] + m(1+m)\exp(m\omega T)\sin\omega T}{1+\exp(2m\omega T) - 2\exp(m\omega T)\cos\omega T}. \quad (35)$$

Este uşor de observat că, în cazul în care $m = 0$, formulele (27) — (35) devin identice cu formulele (19) — (26).

Liniile de egal grad de amortizare pentru $\psi = 0{,}75$ şi $\psi = 0{,}9$, trasate pe baza formulelor (34) şi (35), sînt date în figura 5. Evident, valorile optime ale mărimilor de acordare a regulatorului, din punctul de vedere al gradului optim de amortizare, se cuprind în intervalul dintre cele două curbe.

---

* Gradul de amortizare se exprimă prin relaţia : $\psi = 1 - \frac{X_e(t)_{n+2}}{X_e(t)_n}$ unde $X_e(t)_n$; $X_e(t)_{n+2}$ este amplitudinea celei de-a n-a respectiv $(n+2)$ a semiperioadă a componentei oscilatorii a mărimii de ieşire în regim tranzitoriu. Gradul de amortizare este legat de decrementul logaritmic ϑ prin relaţia : $\psi = 1 - e^{-\vartheta}$, respectiv de gradul de oscilaţie m, prin relaţia $\psi = 1 - e^{-2\pi m}$.

** Justificarea introducerii în funcţiile de transfer a valorii $S = -m\omega + j\omega$ este dată în lucrările [9], [8].

Pentru regulatorul P, prin delimitarea acestui interval, problema determinării valorilor optime de acordare a regulatorului este complet rezolvată. În adevăr, regulatorul P, avînd

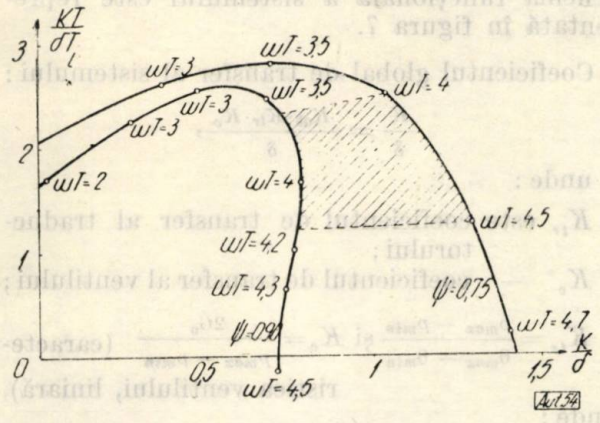


Fig. 5. Delimitarea domeniului de acordare optimă a regulatorului PI în sistemul de reglare al răcitorului tubular.

ca singură mărime acordabilă intervalul de proporţionalitate δ, poate fi caracterizat pe abscisă (figura 5) prin relaţia:

$$0{,}7 \leqslant \frac{K}{\delta} \leqslant 1{,}4. \tag{36}$$

Prin fixarea unei valori pentru δ, corespunzător intervalului specificat prin (36), singurul grad de libertate al regulatorului P este epuizat şi nu mai putem impune sistemului de reglare nici o condiţie suplimentară de calitate.

În cazul regulatorului PI, în afara condiţiilor impuse gradului de amortizare, mai putem impune o condiţie de calitate, îngustînd în acelaşi timp domeniul valorilor optime ale mărimilor de acordare a regulatorului.

Ne vom orienta, în primul rînd, spre durata minimă a procesului tranzitoriu. Considerînd procesul tranzitoriu terminat atunci cînd amplitudinea oscilaţiilor devine mai mică decît fracţiunea ε din amplitudinea iniţială, este uşor de verificat că numărul de perioade n ale oscilaţiilor tranzitorii, necesare îndeplinirii condiţiei mai sus specificate, este dat de relaţia:

$$n \geqslant \frac{ln\ \varepsilon}{ln\ (1-\psi)}. \tag{37}$$

Dacă admitem că procesul tranzitoriu este încheiat atunci cînd $\varepsilon \leqslant 0{,}05$ (5%), vom avea $n_{min} = 2{,}16$ pentru $\psi = 0{,}75$ şi $n_{min} = 1{,}30$ pentru $\psi = 0{,}90$. Durata procesului tranzitoriu T_{tr}, exprimată în constante de timp ale răcitorului tubular, este:

$$\frac{T_{tr}}{T} = \frac{n}{\omega T}. \tag{38}$$

Întrucît durata procesului tranzitoriu este invers proporţională cu ω, duratele minime le vom obţine, după cum se vede în figura 5, în punctele de intersecţie ale curbelor de egal grad de amortizare cu ordonata, duratele minime ce se pot obţine fiind:

$$\left(\frac{T_{tr}}{T}\right)_{\substack{min \\ \psi=0{,}75}} \cong \frac{2{,}16}{4{,}7} = 0{,}46\ ;\ \left(\frac{T_{tr}}{T}\right)_{\substack{min \\ \psi=0{,}90}} \cong \frac{1{,}30}{4{,}5} = 0{,}29. \tag{39}$$

Aceste durate minime putînd fi obţinute în condiţiile acţiunii pur proporţionale a regulatorului ($T_i \to \infty$), este evident că, paralel cu respectarea unui grad de amortizare optim şi a unei durate minime a procesului tranzitoriu, calitatea reglării în ansamblu va fi departe de cea optimă, din cauza abaterii remanente, tipice reglării proporţionale.

Mult mai eficient, în cazul de faţă, se dovedeşte criteriul integral:

$$min \int_0^\infty |x(t)|\,dt. \tag{40}$$

Se poate verifica * că condiţia (40) se îndeplineşte pentru următoarele valori (aproximativ): $\omega T \cong 4{,}3$, pentru $\psi = 0{,}75$ şi $\omega T \cong 3{,}9$, pentru $\psi = 0{,}90$. Dacă admitem că din punct de vedere practic se pot considera ca optime toate regimurile pentru care

$$\int_0^\infty |x(t)|\,dt \leqslant 1{,}2\left[min \int_0^\infty |x(t)|dt\right], \tag{41}$$

obţinem domeniul delimitat în figura 5 de liniile punctate.

În interiorul suprafeţei haşurate în figura 5, pentru orice pereche de mărimi de acordare δ şi T_i se respectă condiţiile $0{,}75 \leqslant \psi \leqslant 0{,}90$ şi condiţia (41). În acelaşi timp, durata procesului tranzitoriu depăşeşte foarte puţin valorile minime date de relaţiile (39).

Orice deplasare a mărimilor de acordare, în afara domeniului mai sus delimitat, duce la înrăutăţirea calităţii reglării, şi anume: deplasarea la dreapta şi în sus duce la prelungirea duratei procesului tranzitoriu; deplasarea la stînga, la suprareglări mari; deplasarea în jos, la durate prea mari de revenire la valoarea iniţială a componentei continue a procesului tranzitoriu.

---

* În principiu, condiţia de minim poate fi obţinută din expresia analitică a $\int_0^\infty |x(t)|dt$. Aceasta se dovedeşte însă atît de complicată, încît metodele aproximative, spre exemplu metoda caracteristicilor trapezoidale, cu integrare grafică ulterioară pentru cîteva puncte alese succesiv, sînt mai operative.

Din delimitarea figurii 5 putem conchide că valorile optime de acordare ale sistemului de reglare sînt:

$$0{,}79 \leqslant \frac{K}{\delta} \leqslant 1{,}05 \quad \text{şi} \quad 1{,}55 \leqslant \frac{T}{T_i} \leqslant 2{,}40 \quad (42)$$

sau pentru mărimile de acordare a regulatorului:

$$0{,}95\,K \leqslant \delta \leqslant 1{,}28\,K \text{ şi } 0{,}416\,T \leqslant T_i \leqslant 0{,}645\,T \quad (43).$$

Exemplu de calcul. Fie un răcitor tubular cu stropire (fig. 6) care serveşte la răcirea a 5 t/h = 1,39 kg/s de soluţie de la $\theta_i = 80°C$ la $\theta_e = 30°C$ cu ajutorul apei de răcire, avînd o temperatură medie $\theta_{ext} = 20°C$. Căldura specifică a soluţiei $c = 1$ kcal/kg°C, greutatea specifică $\gamma = 1\,000$ kg/m², coeficientul de transfer de căldură $K_T = 1\,800$ kcal/m²h°C = 0,5 kcal/m²s°C. Date constructive: diametrul tubului din care este executat răcitorul $D = 60$ mm = 0,06 m; lungimea desfăşurată $L = 26{,}5$ m; secţiunea răcitorului $\sigma = \frac{\pi D^2}{4} = 28{,}2 \cdot 10^{-4}$ m²; suprafaţa răcitorului $F = \pi DL = 5{,}05$ m²; coeficientul unitar de termotransmisie:

$$K_0 = \frac{K_T F}{L} = 0{,}095 \text{ kcal/m²s°C};$$

coeficientul de transfer al răcitorului după formula (12′):

$$K_{ob} = (\theta_i - \theta_{ext}) \frac{K_0 L}{G_0^2 c} \exp\left(-\frac{K_0 L}{G_0 c}\right) = 13 \frac{°C}{kg/s};$$

constanta de timp a obiectului:

$$T = \frac{\sigma \gamma L}{G_0} = 54 \text{ s}.$$

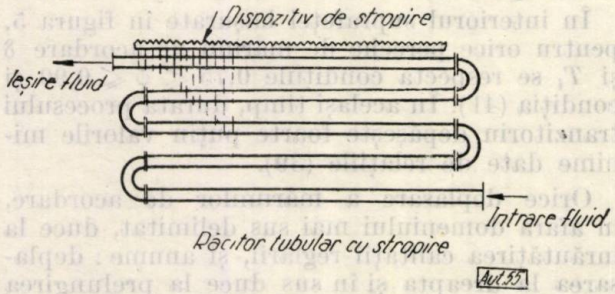


Fig. 6. Răcitor tubular cu stropire.

Încercăm realizarea sistemului de reglare, folosind regulatorul pneumatic din sistemul unificat (4RB—32A), cu acţiune *PI* şi avînd următoarele caracteristici:

intervalul de variaţie a mărimii de ieşire 0,2 — 1,0 kg/cm²;

intervalul de proporţionalitate 10% — 250% ($\delta = 0{,}1 - 2{,}5$);

constanta de timp a acţiunii integrale $T_i = 3$ s—100 min.

Sistemul mai trebuie să cuprindă traductorul (termometrul manometric cu ieşire pneumatică în intervalul de 0,2—1,0 kg/cm², raportat la întreaga scală) şi ventilul cu membrană, cu interval de lucru 0,2—1,0 kg/cm². Schema funcţională a sistemului este reprezentată în figura 7.

Coeficientul global de transfer al sistemului:

$$\frac{K}{\delta} = \frac{K_{ob} \cdot K_{tr} \cdot K_v}{\delta},$$

unde:

K_{tr} este coeficientul de transfer al traductorului;

K_v — coeficientul de transfer al ventilului;

$K_{tr} = \frac{p_{max} - p_{min}}{\theta_{max} - \theta_{min}}$ şi $K_v = \frac{2G_0}{p_{max} - p_{min}}$ (caracteristica ventilului, liniară),

unde:

$p_{max} - p_{min} = 1{,}0 - 0{,}2 = 0{,}8$ atm este intervalul de presiune de lucru al sistemului pneumatic;

$\theta_{max} - \theta_{min}$ este scala termometrului manometric.

Folosind un termometru manometric cu scala 0—100°C avem:

$$K_{tr} = \frac{0{,}8}{100} = 0{,}008 \frac{at}{°C}; \quad K_v = \frac{2{,}78}{0{,}8} = 3{,}5 \frac{kg/s}{at},$$

deci:

$$\frac{K}{\delta} = \frac{13 \cdot 0{,}008 \cdot 3{,}5}{\delta} = \frac{0{,}364}{\delta}.$$

Intervalul optim de proporţionalitate după formula (43)

$$0{,}346 \leqslant \delta \leqslant 0{,}466,$$

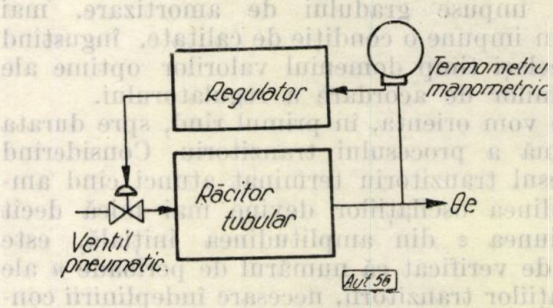


Fig. 7. Schema funcţională a sistemului de reglare a temperaturii de ieşire a răcitorului tubular în cazul exemplului de calcul.

respectiv $\delta\% = 34{,}6 - 46{,}6\%$.

Constanta optimă de timp a acţiunii integrale:

$$22{,}5 \text{ s} \leqslant T_i \leqslant 35 \text{ s}.$$

Ambele mărimi de acordare sînt acoperite de intervalele realizabile de către regulatorul ales.

După alegerea valorilor concrete în cadrul intervalului, determinarea duratei procesului tranzitoriu după formula (38) nu prezintă nici o dificultate.

După cum se vede, calculul ingineresc se poate efectua pe baza caracteristicilor statice uzuale ale răcitorului şi formulelor (12'), (43) şi (38), fără a face uz de considerentele teoretice şi formulele, uneori destul de greoaie, care fundamentează formulele de lucru.

Bibliografie

[1] PROFOS, P. *Die Behandlung von Regelproblemen vermittels des Frequenzganges des Regelkreises.* Zurich, 1943.

[2] TAKAHASHI, Y. *Transfer Function Analysis of Hea' Exchange Processes. Automatic and Manual Contro* Tustin, Academic Press, New-York, 1952, p. 235–248.

[3] RIZIKA, J. W. Trans. ASME **76**, 1954, p. 412–420.

[4] MOZLEY, J. M. *Predicting Dynamics of Concentric Pipe Heat Exchangers.* IEC, **48**, 1956, p. 1035–1041.

[5] MORRIS, H. J. *The dynamic reponse of shell and tube heat exchangers to temperature distrubances.* Comunicarea Nr. III 16 la primul Congres IFAC, Moscova, 1960.

[6] SZEKELY, I. *Determinarea analitică a comportării dinamice a obiectelor industriale cu parametrii distribuiţi.* Automatica şi Electronica **5**, nr. 5, 1961, p. 205–210.

[7] NEUMARK, IU I. *Ob opredelenii znacenii parametrov, pri kotorth sistema avtomaticeskovo regulirovania ustoiciva.* In: Avtomatika i telemehanika, nr. 3, 1948.

[8] ŞTEFANI, E. P. *Osnovi rasciota nastroiki regulia-torov teploenergheticeskih professov.* Gosenergoizdat, Moscova, 1960.

[9] DUDNIKOV, E. G. *Osnovi avtomaticeskovo regulirovania.* Gosenergoizdat, Moscova, 1956.

VALENTIN CONSTANTINESCU, ADRIAN IOSIPESCU, MARIA MIHĂESCU

Instalaţie de comandă cu elemente de comutaţie statică pentru o maşină de frezat cu ciclu automat

1. Consideraţii generale

În ultimii 3–4 ani în tehnica mondială au început să se utilizeze instalaţii de comandă şi automatizare, realizate cu elemente de comutaţie statică, fără contacte, în locul releelor electromagnetice. Precum se ştie elementele fără contacte au avantaje importante faţă de relee: siguranţă mare în funcţionare, întreţinere neglijabilă, durată de viaţă practic nelimitată, gabarit redus, viteză şi frecvenţă de lucru mare.

Pe această linie şi la noi în ţară s-a început construirea de instalaţii de comandă, folosindu-se elemente tipizate de comutaţie statică, „Unilog", de fabricaţie indigenă. O primă instalaţie de acest fel a fost realizată pentru o maşină de frezat orizontală cu ciclu automat. Pentru a exista un termen de comparaţie a caracteristicilor instalaţiei, a fost aleasă o maşină deja echipată cu aparataj clasic (relee şi contactori) şi s-a înlocuit echipamentul original cu instalaţia fără contacte, concepută pentru a realiza aceleaşi cicluri de lucru ca şi echipamentul original.

2. Programul de lucru al maşinii

Programul de lucru al maşinii care trebuie asigurat de schemă este următorul: masa fiind în poziţia de repaus (la mijlocul cursei sale totale) şi freza în repaus, operatorul apasă pe unicul buton de lucru necesar funcţionării în ciclu automat. Masa se deplasează rapid spre stînga pînă ce piesa de prelucrat fixată pe masă ajunge în apropierea sculei. În acest moment un limitator de cursă, reglat în poziţie adecvată, este lovit de masă şi comandă trecerea mesei în avansul lent de lucru şi, totodată, rotirea frezei spre stînga. Această fază durează pînă la trecerea completă a piesei de prelucrat pe sub freză, apoi un alt limitator de cursă amplasat adecvat este acţionat de masă şi comandă oprirea frezei şi retragerea rapidă a mesei. Ajunsă în poziţia de mijloc, masa primeşte comandă de oprire la lovirea unui alt limitator de cursă. În tot timpul acestor operaţii sau după efectuarea lor, muncitorul fixează o altă piesă pe partea opusă a mesei, apoi, după revenirea mesei în poziţia de repaus, apasă din nou butonul de comandă. La această comandă maşina efectuează a doua parte a ciclului, similară cu prima, dar către dreapta: masa porneşte în avans rapid către dreapta, loveşte un limitator de cursă, acesta comandă trecerea mesei în avans lent şi pornirea frezei către dreapta, se prelucrează piesa montată, masa loveşte ultimul limitator şi acesta provoacă oprirea frezei şi retragerea rapidă a mesei în poziţia de repaus.

Schematic, ciclul descris este reprezentat în figura 1. Sînt prevăzute mai multe cicluri de lucru ale maşinii, care se pot alege cu un comutator, în funcţie de tehnologia de prelucrare necesară: cu broşa rotindu-se în tot timpul ciclului numai către dreapta sau numai către stînga, cu broşa rotindu-se numai în timpul

avansului lent, într-un singur sens (dreapta sau stînga) sau alternativ în cele două sensuri, în funcţie de poziţia mesei. Ciclul din urmă este cel mai complicat.

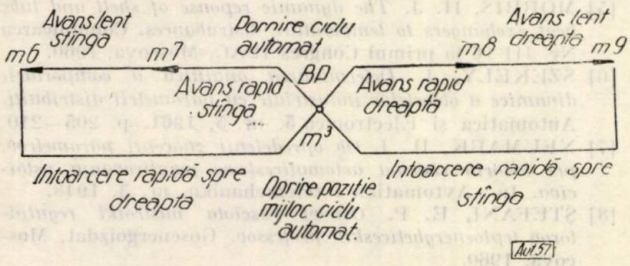


Fig. 1. Ciclul de funcţionare a maşinii.

Pentru efectuarea mişcărilor maşinii sînt folosite ca elemente de execuţie : motorul principal pentru antrenarea frezei şi motorul de deplasare a mesei, ambele cu cîte două contactoare pentru rotire la dreapta sau la stînga, precum şi două ambreiaje electromagnetice pentru cuplarea motorului mesei la cutia de viteze în timpul deplasării lente sau rapide.

3. Elementele logice componente

Ca elemente principale, schema de comandă cuprinde : celule de comutaţie statică „nici", amplificatoare de 50W cu tranzistoare şi contactoare. Celulele „nici" fac parte din seria de elemente tipizate de comutaţie statică, asimilate în ţară. O astfel de celulă are schema de principiu prezentată în figura 2 şi lucrează astfel : cînd nu se aplică nici un semnal la nici una din intrările A, B, C, ..., tranzistorul nu conduce deoarece are baza pozitivată. Ca urmare, la ieşirea sa X apare permanent semnalul de ieşire, care este o tensiune continuă negativă. La aplicarea unui semnal (tensiune continuă negativă) pe una sau mai

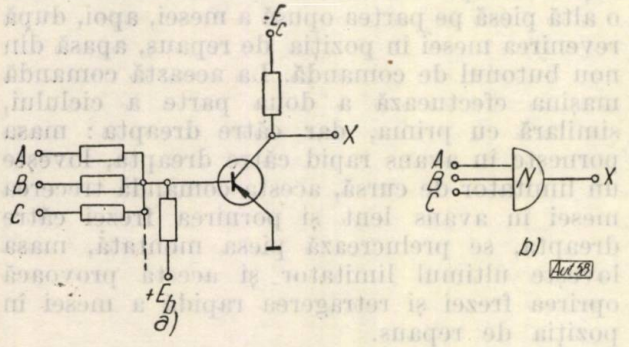


Fig. 2. Schema de principiu a celulei „nici" :
a – schema electrică ; *b* – reprezentarea în schemă.

multe din intrările A, B, C, ..., baza tranzistorului nu mai este pozitivată, iar semnalul de la ieşirea X încetează, tensiunea din acest punct crescînd practic la zero. Celula realizează astfel funcţia logică „nici" : $X = A + G + C + \ldots$. În schema prezentată au fost suficiente cîte trei intrări pe celulă.

Cu două celule „nici", conectate ca în figura 3, se formează un element de „memorie". Cînd nu se aplică semnale pe intrările de oprire 01 şi 02, dar se aplică un semnal pe una din intrările de pornire P1, P2 ale primei celule, la ieşirea X se transmite pauză. Aceasta asigură lipsa semnalului şi la intrarea 03 a celei de a doua celule. Ca urmare, la ieşirea sa Y apare un semnal, care ajunge pe calea P3 şi la intrarea primei celule. Semnalul aplicat prin P3 asigură menţinerea primei celule în starea $X = 0$, chiar după ce semnalul de pe P1 sau P2 a încetat. De asemenea celula a doua se menţine în starea $Y = 1$, deoarece nu primeşte semnal prin nici una din intrările sale. Celula memorează astfel semnalul iniţial pînă cînd pe una dintre intrările de oprire 01, 02 se aplică un semnal. Atunci celula a doua trece în starea $Y = 0$, semnalul pe calea P3 încetează, prima celulă trece în starea $X = 1$, şi pe calea 03 se

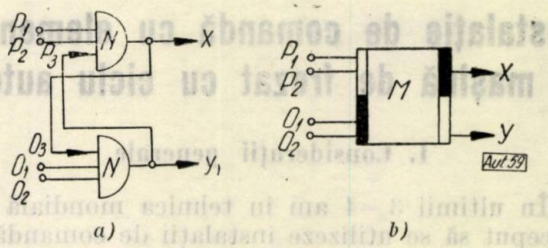


Fig. 3. Celula de memorie :
a – modul de conectare a celulelor „nici" care compun celula de memorie ; *b* – reprezentarea în schemă.

aplică celulei a doua un semnal permanent, care o menţine în aceiaşi stare pînă la aplicarea unui alt semnal pe intrările P1 sau P2.

4. Schema instalaţiei de comandă

Schema este concepută pentru lucrul în regim automat sau în regim manual (reglaj). Din examinarea schemei se poate vedea că fiecărei faze a ciclului de lucru, arătat în figura 1, îi corespunde un „modul secvenţial", cuprinzînd toate elementele necesare asigurării semnalelor de lucru şi succesiunii fazelor în ordinea impusă. Pentru pornirea maşinii în regimul automat de lucru se apasă unicul buton BP al acestui ciclu. În acest fel se alimentează prin dioda $D13$ amplificatoarele $A1 - A4$, iar semnalul dat trece prin intermediul celulelor $N10$ şi $N9$ în celula de memorie $M1$, care, aşa cum s-a arătat mai sus, face ca la ieşirea $Y1$ să apară o tensiune. Aceasta prin intermediul diodelor $D5$ şi $D9$ acţionează amplificatoarele $A1$ şi $A3$, respectiv contactorul $C1$ şi ambreiajul electromagnetic E rapid. În această situaţie, contactorul $C1$

cuplează motorul mesei în sensul de rotație corespunzător deplasării mesei în spre stînga, iar ambreiajul electromagnetic E rapid cuplează axul motorului prin intermediul pinioanelor de mers rapid ale cutiei de viteze la masa frezei. După primirea acestui semnal, dispare tensiunea de la ieșirea $X1$ a celulei de memorie $M1$ și, deci, la intrarea celulei „nici" $N4$ nu se mai aplică tensiune. Din acest moment ciclul continuă automat, alimentarea amplificatoarelor făcîndu-se prin limitatorul $m3$, care — odată cu deplasarea mesei — este eliberat. Continuîndu-și mișcarea, este lovit limitatorul la ieșirea $X2$. Semnalul de la $Y2$ se trimite, prin intermediul matricelor de diode și a amplificatoarelor, la elementele de execuție: contactorul motorului de mișcare a mesei spre stînga, ambreiajul pentru deplasarea lentă a mesei, precum și contactorul pentru motorul de rotire a broșei spre stînga. În același timp semnalul de la ieșirea $Y2$ este aplicat și la intrarea de ștergere a memoriei $M1$, care astfel revine în starea inițială și deci semnalul util de la ieșirea $Y1$ încetează. La ieșirea $X2$, în acest timp, nu mai este tensiune, deci celula $N6$ a modulului secvențial următor nu mai are semnal, fiind astfel pregătită pentru realizarea următoarei

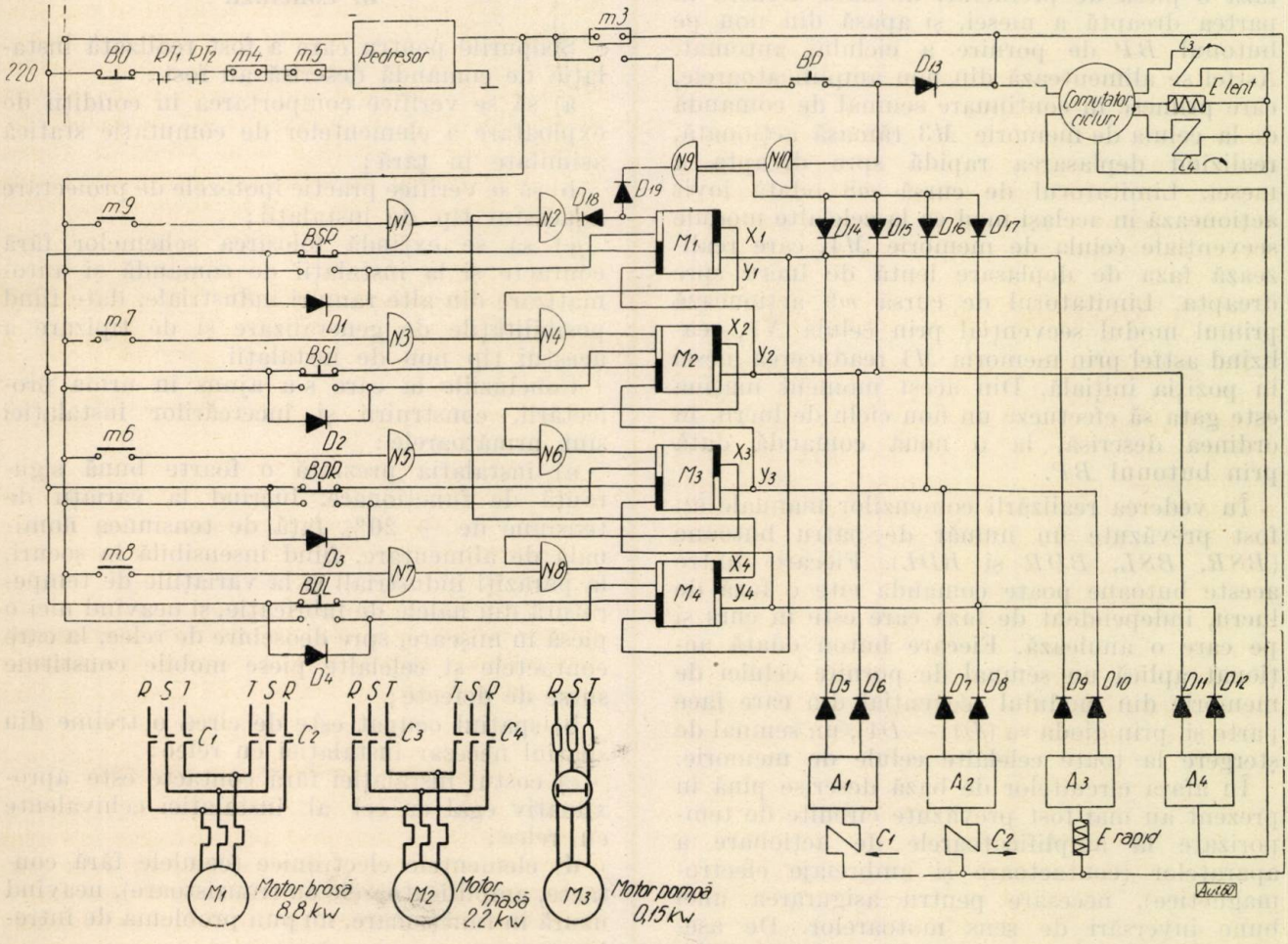


Fig. 4. Schema instalației de comandă.

de cursă $m7$, care aplică semnal celulei $N3$, care, ca urmare, nu mai prezintă tensiune la ieșire. Deci, în acest moment celula $N4$ nu mai are semnal pe nici una dintre cele două intrări și deci prezintă semnal la ieșire. În acest fel celula $N4$ a asigurat un semnal de comandă pentru celula de memorie $M2$ (faza II de lucru) numai în situația în care celula de memorie $M1$ (faza I de lucru) este în funcțiune și limitatorul $m7$ este acționat. Semnalul dat de $N4$ se aplică celulei de memorie $M2$, care în această situație prezintă semnal la ieșirea $Y2$ și lipsă de semnal faze de lucru o dată cu lovirea limitatorului de cursă $m6$.

În acest fel se asigură următoarele:

a) o fază de lucru pornește numai dacă limitatorul de cursă respectiv este acționat și dacă faza precedentă a fost în funcțiune;

b) pornirea unei faze provoacă oprirea fazei precedente;

c) se asigură condiția de pornire a fazei următoare.

De aci înainte ciclul se repetă ca mai înainte. Pe scurt, lucrurile se petrec astfel: semnalul

dat de $m6$ prin $N5$ dă lipsă de semnal la intrarea celulei $N6$, care cu lipsa de semnal de la celula de memorie $M2$ dă semnal de pornire celulei de memorie $M3$, care la rîndul ei lucrează similar cu celula de memorie $M2$, cu diferența că acționează, prin intermediul amplificatoarelor, contactorul pentru cuplarea motorului mesei în deplasare, în acest caz, spre dreapta, și a ambreiajul pentru mișcarea rapidă a mesei.

Masa, odată revenită în poziția de mijloc a cursei ei, lovește limitatorul $m3$, oprind astfel alimentarea cu tensiune a amplificatoarelor, însă lăsînd memoria $M3$ acționată. Așa după cum s-a arătat muncitorul montează în această fază o piesă de prelucrat, de data aceasta în partea dreaptă a mesei, și apasă din nou pe butonul BP de pornire a ciclului automat. Astfel se alimentează din nou amplificatoarele, care primesc în continuare semnal de comandă de la celula de memorie $M3$ rămasă acționată, realizînd deplasarea rapidă spre dreapta a mesei. Limitatorul de cursă $m8$ odată lovit acționează în același mod ca la celelalte module secvențiale celula de memorie $M4$, care realizează faza de deplasare lentă de lucru spre dreapta. Limitatorul de cursă $m9$ acționează primul modul secvențial prin celula $N1$, realizînd astfel prin memoria $M1$ readucerea mesei în poziția inițială. Din acest moment mașina este gata să efectueze un nou ciclu de lucru, în ordinea descrisă, la o nouă comandă dată prin butonul BP.

În vederea realizării comenzilor manuale au fost prevăzute un număr de patru butoane (BSR, BSL, BDR și BDL). Fiecare dintre aceste butoane poate comanda cîte o fază de lucru, independent de faza care este în curs și pe care o anulează. Fiecare buton odată acționat aplică un semnal de pornire celulei de memorie din modulul secvențial din care face parte și, prin dioda sa ($D1 - D4$), un semnal de ștergere la toate celelalte celule de memorie.

În afara circuitelor de bază descrise pînă în prezent au mai fost prevăzute circuite de temporizare la amplificatoarele de acționare a aparatelor (contactoare și ambreiaje electromagnetice), necesare pentru asigurarea unei bune inversări de sens motoarelor. De asemenea a mai fost prevăzut un circuit de autotestare format din diodele $D14-D17$ și celulele $N9$ și $N10$ prin care s-a îmbunătățit funcționarea mașinii, în sensul că de cîte ori se pornește mașina (la începutul zilei de lucru, după opriri temporare sau accidentale etc.) masa începe mișcarea sa întotdeauna spre stînga. La schema cu relee era necesară efectuarea prealabilă a unui ciclu pentru a cunoaște apoi direcția de mișcare a mesei.

Asigurarea acționării corecte a motoarelor s-a realizat prin interblocarea electronică a amplificatoarelor de acționare a contactoarelor aceluiași motor.

Schema mai cuprinde sursele respective de alimentare realizate cu elemente standardizate (transformatoare, plăci de seleniu, condensatoare etc.) fabricate în țară.

Pentru protecție, în cazul mișcării greșite a mesei, suprasarcini ale motoarelor sau pentru oprire în caz de emergență, au fost prevăzute circuitele de protecție respective (butonul BO, limitatoarele de cursă $m4$ și $m5$ etc.).

5. Concluzii

Scopurile pentru care a fost realizată instalația de comandă descrisă au fost:

a) să se verifice comportarea în condiții de exploatare a elementelor de comutație statică asimilate în țară;

b) să se verifice practic ipotezele de proiectare a acestui tip de instalații;

c) să se extindă folosirea schemelor fără contacte și la instalații de comandă și automatizare din alte ramuri industriale, date fiind posibilitățile de generalizare și de tipizare a acestui tip nou de instalații.

Concluziile la care s-a ajuns în urma proiectării, construirii și încercărilor instalației sînt următoarele:

a) instalația prezintă o foarte bună siguranță de funcționare, lucrînd la variații de tensiune de $\pm$ 20% față de tensiunea nominală de alimentare, fiind insensibilă la șocuri, la paraziți industriali și la variațiile de temperatură din halele de fabricație, și neavînd nici o piesă în mișcare, spre deosebire de relee, la care contactele și celelalte piese mobile constituie surse de defecte;

b) spațiul ocupat este de circa o treime din spațiul necesar instalației cu relee;

c) costul instalației fără contacte este aproximativ egal cu cel al instalației echivalente cu relee;

d) elementele electronice (celulele fără contacte, amplificatoarele cu tranzistoare), neavînd uzură în funcționare, nu pun problema de întreținere;

e) instalația se realizează integral cu aparataj fabricat în țară.

Avantajele prezentate de schemele fără contacte devin cu atît mai importante cu cît instalațiile respective sînt mai complexe.

Rezultatele obținute pînă în prezent fiind foarte satisfăcătoare, se va trece la introducerea schemelor fără contacte la mașini-unelte, în siderurgie, la linii de transfer etc.

DAN NEGREANU *

Limitări la funcționarea tranzistoarelor în regim de comutație

Într-un număr mare de circuite care intră în prezent în componența schemelor electronice industriale de automatizare sau telemecanică se folosesc tranzistoare lucrînd în regim de comutație. Este vorba despre relee statice, circuite logice și de calcul, circuite de generare, amplificare și prelucrare a impulsurilor etc.

Caracteristică regimului de comutație este funcționarea tranzistorului în regim staționar sau cvasistaționar în două puncte din planul caracteristicilor, unul în regiunea de tăiere (I) și celălalt în regiunea de saturație (III) (fig. 1). Dacă primului îi corespunde o tensiune pe tranzistor mare și un curent foarte mic, celui de-al doilea îi este specifică o cădere de tensiune pe dispozitiv foarte redusă și un curent apreciabil. Rezultă de aici posibilitatea de comutare a unei puteri mari, egală cu produsul dintre tensiunea în regiunea de tăiere și curentul în regiunea de saturație, pentru o putere disipată de tranzistor destul de mică, deoarece în ambele puncte de funcționare puterea disipată este redusă; prin regiunea activă (II), unde puterea pe dispozitiv crește, trecerea se face de obicei rapid, comparativ cu perioadele staționare.

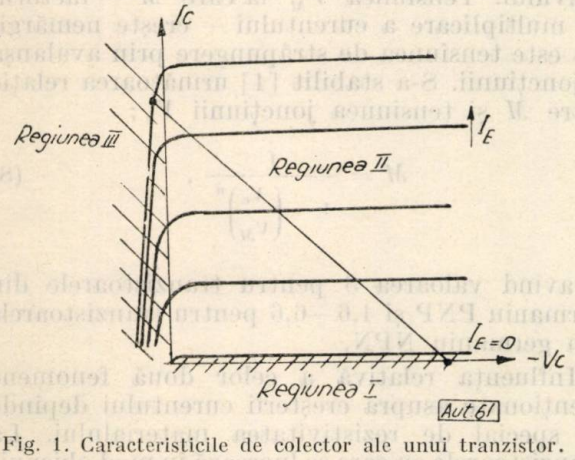


Fig. 1. Caracteristicile de colector ale unui tranzistor.

Regiunea de tăiere

Se consideră tranzistorul tăiat atunci cînd în baza lui nu sînt injectați purtători minoritari, deci cînd curentul de emiter este nul. Se știe că pentru a tăia tranzistorul în montaj cu emiterul comun (fig. 2) nu este deajuns a anula curentul de bază sau tensiunea joncțiunii emiter. Pe baza relațiilor între curenții și tensiunile joncțiunilor unui tranzistor [1], în primul caz se obține :

$$I_E = I_C = \frac{I_{c0}}{1 - \alpha_N}, \qquad (1)$$

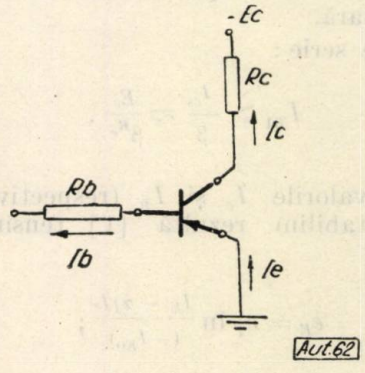


Fig. 2. Tranzistorul în montaj cu emiterul comun.

iar în al doilea :

$$I_E = \frac{\alpha_I I_{c0}}{1 - \alpha_N \alpha_I}; \qquad I_c = \frac{I_{c0}}{1 - \alpha_N \alpha_I}, \qquad (2)$$

α_N, α_I fiind factorii de amplificare a curentului în funcționare normală și inversă a tranzistorului.

Pentru anularea lui I_E este necesar să se aplice un curent de bază invers I_{B2}, cel puțin egal cu I_{c0}.

În această situație ($I_E = 0$), căderea de tensiune pe joncțiunea emiter este dată de :

$$e_E = e_T \ln (1 - \alpha_N), \qquad (3)$$

în care $e_T = \frac{kT}{q}$ (k este constanta lui Boltzman; q — sarcina electronului; T — temperatura absolută) este egală cu 0,026 V, la temperatura de 25°C. Neglijînd căderea de tensiune pe rezistența bazei, se poate considera că pentru tranzistoarele obișnuite această tensiune inversă necesară pentru tăiere nu depășește 100 mV.

* Ing. D. Negreanu este cercetător la ICET.

Pentru tensiuni inverse de cîteva ori mai mari decît e_E, ambele joncțiuni rămînînd polarizate invers, prin tranzistor trec curenți inverși :

$$I_E = \frac{I_{E0}(1 - \alpha_N)}{1 - \alpha_N \alpha_I}; \qquad I_c = \frac{I_{c0}(1 - \alpha_I)}{1 - \alpha_N \alpha_I}. \tag{4}$$

Regiunea de saturație

Pentru a trece în regiunea de saturație, la un curent de colector dat, rezultat din tensiunea de alimentare E_c și rezistența de sarcină R_c, curentul de bază direct I_{B1} trebuie să depășească valoarea corespunzătoare din regiunea activă liniară.

Se poate scrie :

$$I_{B1} > \frac{I_{cs}}{\beta} \approx \frac{E_c}{\beta R_c}. \tag{5}$$

Pentru valorile I_c și I_B (respectiv I_E) la care ne stabilim rezultă [1] tensiunile pe joncțiuni :

$$e_E = e_T \ln \frac{I_E - \alpha_I I_c}{(-I_{E0})}; \qquad e_C = e_T \ln \frac{\alpha_N I_E - I_c}{I_{c0}}. \tag{6}$$

Din aceste relații se poate determina tensiunea colector-emiter $V_{CE} = e_C - e_E$:

$$V_{CE} = e_T \ln \frac{\alpha_I \left(1 - \frac{I_c}{I_B} \frac{1 - \alpha_N}{\alpha_N}\right)}{1 + \frac{I_c}{I_B}(1 - \alpha_I)}. \tag{7}$$

Care sînt limitările care intervin în funcționarea tranzistorului în regim de comutație? Ele se deosebesc de cele din regim armonic, în care stabilirea punctului de funcționare și a puterii maxime ce se poate obține este determinată, în general, de considerente legate de nedepășirea puterii maxime admisibile pe dispozitiv sau de menținerea într-o regiune liniară de lucru. Frecvența maximă a semnalului sinusoidal care poate fi generat sau amplificat este de asemenea strict limitată de frecvența de tăiere a tranzistorului cu care se lucrează [2], [3].

În regim de comutație, următoarele elemente limitează funcționarea tranzistorului :

a. Tensiunea maximă admisibilă pe dispozitiv.
b. Curentul maxim pe care îl poate conduce.
c. Puterea disipată maximă admisibilă.
d. Rapiditatea de comutare.

Urmează să arătăm cum se determină valorile maxime ale fiecăruia dintre parametrii menționați.

1. Tensiunea maximă admisibilă pe dispozitiv

La tranzistoarele lucrînd în regim de comutație tensiunea pe dispozitiv nu este limitată de considerente legate de nedepășirea puterii disipate sau de menținerea într-un regim liniar, ci în general se pune problema determinării tensiunii a cărei depășire ar duce la distrugerea tranzistorului.

Natura fizică a fenomenelor care, la creșterea tensiunii, pot duce la distrugerea tranzistorului diferă.

a. Fenomenul cunoscut sub numele de efect Zener se datorește excitării electronilor din zona de valență în zona de conducție la niveluri de energie mari, sub influența cîmpurilor electrice puternice, și se manifestă prin creșterea bruscă a curentului joncțiunii la o anumită tensiune (tensiune Zener). Fenomenul este reversibil dacă nu s-a depășit o anumită putere.

b. Străpungerea prin avalanșă este fenomenul de distrugere a tranzistorului datorită multiplicării în regiunea bazei a purtătorilor prin ionizarea atomilor din rețeaua stratului de tranziție a joncțiunii colector de către purtătorii de sarcină, accelerați suficient de cîmpul electric. Eficiența ionizării crește cu cîmpul, deci cu tensiunea. Prin ionizarea fiecărui atom se produce o pereche electron-gol. Noii purtători pot produce și ei ionizări înainte de a străbate joncțiunea colector, astfel încît numărul lor și curentul cresc foarte rapid în apropierea unei tensiuni determinate. Dacă nu se iau măsuri pentru limitarea acestui curent, el produce, prin efect termic, distrugerea dispozitivului. Tensiunea V_M la care M — factorul de multiplicare a curentului — crește nemărginit este tensiunea de străpungere prin avalanșă a joncțiunii. S-a stabilit [4] următoarea relație între M și tensiunea joncțiunii V_c :

$$M = \frac{1}{1 - \left(\frac{V_c}{V_M}\right)^n}, \tag{8}$$

n avînd valoarea 3 pentru tranzistoarele din germaniu PNP și 4,6—6,6 pentru tranzistoarele din germaniu NPN.

Influența relativă a celor două fenomene menționate asupra creșterii curentului depinde în special de rezistivitatea materialului. La tranzistoarele cu care se lucrează în mod obișnuit avalanșa prin multiplicare este aceea care acționează în primul rînd [5].

c. Dacă efectele a și b sînt legate de joncțiune, fenomenul de penetrație este specific tranzistorului. Se știe că în regiunea bazei, în apropierea joncțiunii colector, există o zonă de sarcină pe care cade tensiunea de colector. Lățimea acestei zone se mărește cu creșterea tensiunii. Dacă grosimea bazei este mică, există o tensiune colector-emiter critică, la care această zonă

ajunge la joncțiunea emiter și produce o scurtcircuitare între cei doi electrozi. Fenomenul nu este reversibil.

Pentru tranzistoarele normal folosite, grosimea bazei este suficientă, astfel încît acest fenomen nu se produce nici el înaintea străpungerii prin avalanșă.

Rezultă astfel că străpungerea prin avalanșă datorită multiplicării este aceea care determină în general distrugerea tranzistorului la tensiuni mari; de aceea, ne vom concentra atenția asupra acestui fenomen.

Comportarea tranzistorului în montaj cu baza comună

În montajul cu baza comună (fig. 3), curentul de colector se exprimă prin:

$$I_c = M\alpha I_E + MI_{c0}. \qquad (9)$$

Caracteristicile de funcționare pentru $I_E =$ = const., cunoscute în regiunea tensiunilor

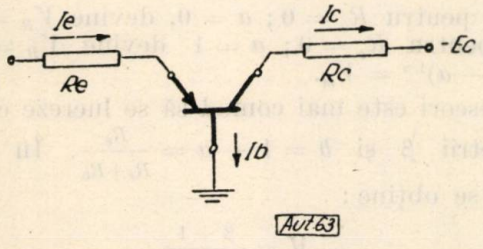


Fig. 3. Tranzistorul în montaj cu baza comună.

de colector mici, cresc abrupt în apropierea tensiunii $V_c = V_M$ (fig. 4). Caracteristica $I_E = 0$ este caracteristica normală de funcționare a tranzistorului cu emiterul în gol MI_{c0}. La scara de lucru ea se confundă aproape

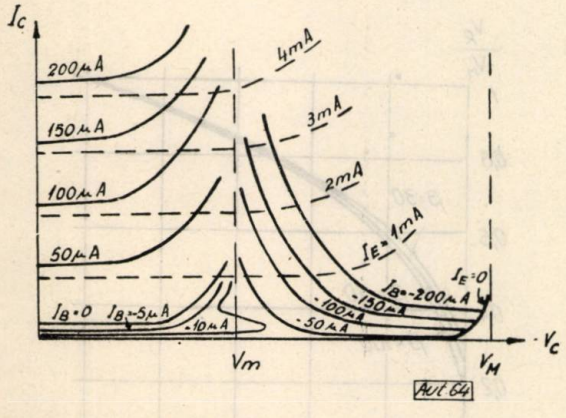


Fig. 4. Caracteristicile de colector ale unui tranzistor pentru I_E const. (— — —) și I_B const. (——), extinse în regiunea de multiplicare.

cu axa, pînă în apropierea tensiunii V_M, unde crește brusc.

Curentul de bază I_B, în afara componentelor din regiunea tensiunilor de colector scăzute — și anume electronii care difuzează prin joncțiunea emiter și electronii care se recombină în bază, ambele formînd un curent direct — conține acum o componentă de electroni proveniți din ionizare, care ies prin conexiunea bazei, formînd un curent invers. Curentul de bază se exprimă prin:

$$I_B = (1 - M\alpha) I_E - MI_{c0}. \qquad (10)$$

Se observă că la o tensiune V_m la care factorul de multiplicare care ajunge la valoarea $M = 1/\alpha$ curentul de colector devine egal cu curentul de emiter, iar curentul de bază se anulează (neglijînd MI_{c0}). Depășind această tensiune, curentul de bază își inversează sensul.

V_m rezultă din (8), pentru $M = 1/\alpha$:

$$V_m = V_M (1 - \alpha)^{1/n}. \qquad (11)$$

Comportarea tranzistorului în montaj cu emiterul comun

Din (9) și (10) se poate deduce expresia curentului de colector în funcție de curentul de bază, expresie care permite analiza funcționării în montaj cu emiterul comun (fig. 2):

$$I_c = \frac{M\alpha}{1 - M\alpha} I_B + \frac{M}{1 - M\alpha} I_{c0}. \qquad (12)$$

Forma caracteristicilor I_B = const. este dată în figura 4.

Caracteristica $I_B = 0$ este caracteristica cunoscută de funcționare cu baza în gol pentru tensiuni mici. La tensiuni de colector apropiate de V_m, $M\alpha$ se apropie de 1 și curentul crește nemărginit. Pentru curenți de bază direcți $-I_B > 0$ — caracteristicile au desfășurări asemănătoare cu $I_B = 0$, crescînd abrupt pentru valori V_c apropiate de V_m.

Pentru $I_B < 0$, lucrurile se prezintă în mod diferit. Teoretic, din studiul relațiilor (8) și (12) rezultă că, pentru $0 > I_B > -\frac{I_{c0}}{\alpha}$, caracteristicile se mențin în regiunea $V_c < V_m$, sub caracteristica $I_B = 0$. Caracteristica-limită $I_B = -\frac{I_{c0}}{\alpha}$ se confundă cu axa pînă la V_m, cînd crește cu o pantă infinită. Pentru curenți de bază inverși mari $-I_B < -\frac{I_{c0}}{\alpha}$ — caracteristicile se găsesc în regiunea $V_c > V_m$ (I_c nu poate fi negativ și pentru $I_B < -\frac{I_{c0}}{\alpha}$ nu pot exista caracteristici decît dacă $M\alpha > 1$, adică pentru $V_c > V_m$) și au o pantă negativă ($dI_c/dV_c < 0$). Curentul I_c tinde către infinit tot pentru V_c tinzînd către V_m, dar prin valori superioare.

În realitate însă, pentru curenții de bază negativi, tranzistorul lucrează în regiunea

curenților de emitter mici și nu se mai pot neglija fenomenele fizice pe care relația (12) nu le ia în considerație în mod explicit. În primul rînd, la nivel de injecție foarte scăzut, α nu mai este constant; eficiența crește cu curentul injectat. Pe de altă parte, curentul de colector nu poate fi negativ și, în general, mai mic decît MI_{c0}. Ca urmare, caracteristicile pentru $0 > I_B > -\frac{I_{c0}}{\alpha}$ sînt cuprinse între caracteristicile $I_B = 0$ și $I_E = 0$, pînă la tensiunea $V_c = V_m$, unde nu cresc infinit, deoarece la această tensiune α este încă mai mic decît $\frac{1}{M}$. Ele intră în regiunea $V_c > V_m$, prezintă apoi o pantă negativă și revin în regiunea $V_c < V_m$, avînd în general o formă de S, asemănătoare celei a tuburilor cu descărcări în gaze. Pentru $I_b < -\frac{I_{c0}}{\alpha}$, caracteristicile se confundă cu $I_E = 0$, în regiunea $V_c < V_m$, și se apropie de cele teoretice în regiunea $V_c > V_m$.

Comportarea tranzistorului în montaj complex

În schemele de comutație tranzistorul este deseori conectat cu rezistențe de mărimi comparabile, atît în circuitul de bază cît și în cel de emiter (fig. 5). În acest caz, se arată că tensiunea la care se produce distrugerea prin avalanșă depinde de raportul dintre rezistența din emiter R_e și rezistența totală din circuitul bazei $R_b = R'_b + r_b$ și este cuprinsă între V_m și V_M — valori care reprezintă situațiile-limită, $R_e = 0$ și, respectiv, $R_b = 0$.

Vom considera tranzistorul deschis prin polarizarea directă dată de sursa E și vom neglija căderea de tensiune pe joncțiunea emiter.

Curentul de emiter este dat de:

$$I_E = \frac{E - R_b I_B}{R_e}. \quad (13)$$

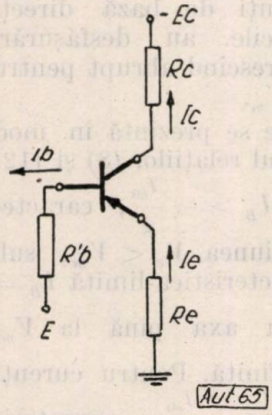


Fig. 5. Tranzistorul în montaj complex.

Înlocuind (10) în (13), se obține:

$$I_E = \frac{E + R_b M I_{c0}}{R_e + R_b (1 - M\alpha)}, \quad (14)$$

iar din (14) în (9):

$$I_c = \frac{M\alpha}{R_e + R_b(1 - M\alpha)} E + \frac{M(R_e + R_b)}{R_e + R_b(1 - M\alpha)} I_{c0} \quad (15)$$

sau:

$$I_c = \frac{M\alpha \cdot \frac{E}{R_b}}{\frac{R_e}{R_b} + (1 - M\alpha)} + \frac{M\left(1 + \frac{R_e}{R_b}\right)}{\frac{R_e}{R_b} + 1 - M\alpha} I_{c0}. \quad (15')$$

Dacă am trasa caracteristicile $I_c = f(M)$ cu parametrul E se observă, prin compararea(15') cu (12), că ele ar avea aceeași alură ca și cele $I_B = \text{const.}$ (fig. 4), punctul de creștere infinită fiind deplasat spre dreapta. El corespunde unui:

$$M = \frac{1}{\alpha}\left(1 + \frac{R_e}{R_b}\right), \quad (16)$$

sau, notînd $\frac{R_b}{R_b + R_e} = a$,

$$M = \frac{1}{a\alpha}. \quad (16')$$

Tensiunea corespunzătoare este:

$$V_R = V_M (1 - a\alpha)^{1/n}, \quad (17)$$

care, pentru $R_b = 0$; $a = 0$, devine $V_R = V_M$, iar pentru $R_e = 0$; $a = 1$ devine $V_R = V_M \cdot (1 - a)^{1/n} = V_m$.

Deseori este mai comod să se lucreze cu parametrii β și $b = 1 - a = \frac{R_e}{R_e + R_b}$. În acest caz, se obține:

$$M = \frac{\beta + 1}{\beta(1 - b)} \quad (18)$$

și

$$V_R = V_M \left(\frac{1 + \beta b}{1 + \beta}\right)^{1/n}. \quad (19)$$

În figura 6 s-a trasat variația tensiunii de străpungere V_R cu b pentru tranzistoarele din

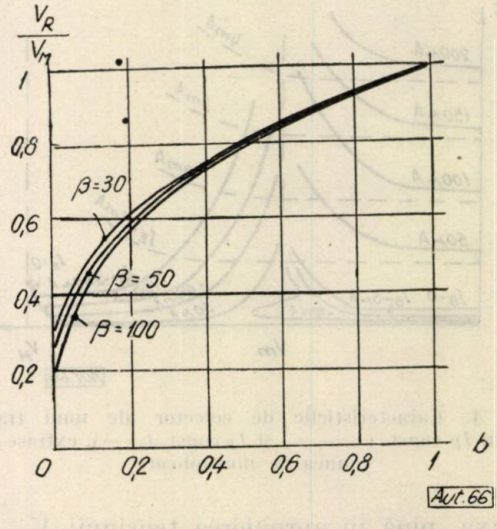


Fig. 6. Variația relativă a tensiunii de străpungere V_R în funcție de $b = \frac{R_e}{R_b + R_e}$, la tranzistorul în montaj complex (fig. 5).

germaniu PNP ($n = 3$ şi $\beta = 30$, 50 şi 100). Se observă că tensiunea de avalanşă nu depinde prea mult de β, în special pentru b nu prea apropiat de zero.

Cu scăderea lui E şi apoi trecerea la polarizări inverse, căderea de tensiune pe joncţiune nu mai poate fi neglijată şi expresiile analitice devin foarte complicate [6]. Caracteristicile se deplasează spre dreapta şi apoi încep să aibă cunoscuta formă de S, cu pantă negativă, păstrînd ca punct de creştere infinită aceeaşi tensiune V_R.

Concluzii asupra tensiunii de colector maxime admisibile

Din cele expuse se pot trage concluzii asupra tensiunii admisibile pentru alimentarea dispozitivului. În regim de comutaţie, această tensiune — care, după cum s-a arătat, este de dorit să fie cît mai mare — apare în întregime pe tranzistor, cînd el este tăiat.

În montajul cu baza comună se poate lucra cu tensiuni de alimentare pînă în apropiere de V_M, lăsînd o limită de siguranţă pentru eventualele variaţii.

În montajul cu emiterul comun, problema este mai delicată. În general, este recomandabil să nu se depăşească tensiunea V_m. Dacă la această tensiune tranzistorul mai poate fi comutat din punctul a (I_{B1}) în punctul b ($-I_{B2}$) (fig. 7), la o tensiune mai mare $-V_{c1}$ — se intră în regiunea caracteristicilor negative şi comutarea nu se mai poate face; la aplicarea curentului invers $-I_{B2}$, punctul de funcţionare se stabileşte în loc de d în c, punct în care tranzistorul se poate distruge prin depăşirea disipaţiei. Un caz special este cel al comutaţiei pe sarcină inductivă, cînd curba de funcţionare traversează regiunea caracteristicilor de pantă negativă [7].

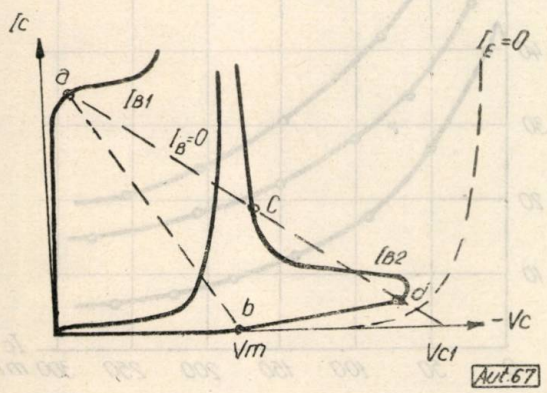


Fig. 7. Comutarea tranzistorului în montaj cu emiterul comun.

În mod asemănător se pune problema în montajul complex. Din aceleaşi considerente tensiunea admisiblă este V_R, determinată cu ajutorul relaţiilor (17) sau (19).

Determinarea practică a tensiunilor maxime

Determinarea pentru un tip de tranzistor sau pentru fiecare tranzistor individual a tensiunilor V_M, V_m şi a parametrului n constituie desigur o problemă. V_m şi n se pot determina

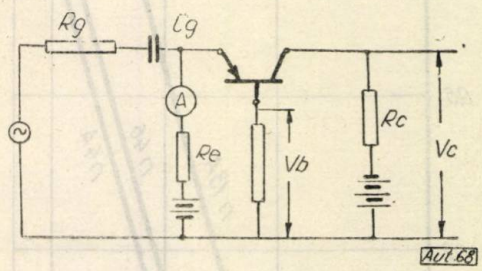


Fig. 8. Montaj pentru stabilirea dependenţei factorului de multiplicare de tensiunea colectorului $M = M(V_c)$.

experimental, iar pe baza rezultatelor se poate calcula V_M.

Se foloseşte montajul indicat în [8] (fig. 8).

Din (12) se obţine, pentru R_c şi R_b suficient de mici,

$$\left|\frac{i_B}{i_c}\right| = \frac{R_c}{R_b}\left|\frac{V_B}{V_c}\right| = \frac{\alpha M - 1}{\alpha M} . \qquad (20)$$

Se ridică experimental curba $\left|\frac{i_B}{i_C}\right|$, în funcţie de tensiunea continuă de colector V_c. Pe baza acesteia se poate trasa curba $\frac{M-1}{M} = f(V_c)$.

Într-adevăr, notînd $\left|\frac{i_B}{i_C}\right| = G$ şi ţinînd seamă că $\alpha = \frac{\beta}{\beta+1}$, se obţine:

$$\frac{M-1}{M} = \frac{1+G\beta}{1+\beta} . \qquad (21)$$

Din (8) rezultă:

$$\frac{M-1}{M} = \left(\frac{V_c}{V_M}\right)^n . \qquad (22)$$

Rezultă, trasînd curba la scară logaritmică, o dreaptă de pantă n, care, prelungită, trece prin punctele $V_c = V_M$ şi $\frac{M-1}{M} = 1$. Astfel se pot determina grafic V_M şi $n \cdot V_m$ este tensiunea pentru care $G = 0$.

În figura 9 se dau curbele ridicate experimental pentru tranzistoare de tipul П13А, П3Б şi П4Д. Din diagramă se pot găsi valorile V_M (П13А — 115V, П4Б — 170V, П4Д — 190V).

Pentru V_m s-a găsit 38 V (П13А), 60 V (П4Б) şi 62 V (П4Д), iar pentru n, valoarea ≈ 3.

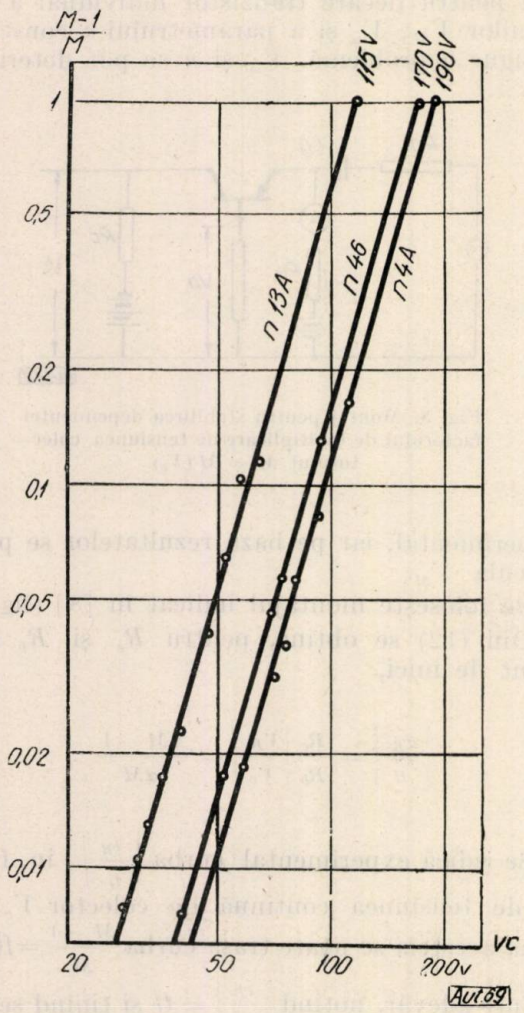


Fig. 9. Curbele experimentale $\frac{M-1}{M} = f(V_c)$ la scară logaritmică pentru tranzistoare de tipurile П13А, П4Б, П4Д.

2. Curentul maxim prin dispozitiv

La un dispozitiv semiconductor nu există o limită de curent a cărei depăşire să ducă la distrugerea acestuia, dacă nu a fost depăşită puterea disipată admisă. Curentul de colector al unui tranzistor în regiunea de saturaţie poate fi sporit foarte mult. S-au obţinut, cu tranzistoare П13А (avînd un curent nominal de 10 mA), curenţi de 1 A.

Ceea ce limitează această creştere este de fapt scăderea eficienţei emiterului. Această scădere a raportului între curentul de colector şi curentul de emiter sau a factorului de amplificare la semnale mari se datoreşte mai multor cauze.

Se ştie că partea din curentul emiterului care nu ajunge la colector, formînd curentul de bază, este alcătuită din două componente, una de electroni care difuzează dinspre bază, prin joncţiunea emiter, şi una de goluri, care se recombină cu electronii în interiorul bazei şi pe suprafaţă.

Prima componentă este procentual foarte mică la valori normale ale curentului de emiter, datorită faptului că la un tranzistor PNP numărul de goluri din regiunea P capabile să difuzeze în regiunea N este mult superior numărului de electroni din regiunea N capabili să difuzeze în regiunea P. Pe măsura creşterii curentului emiterului, deci a injecţiei, şi a densităţii golurilor (purtători minoritari) în bază, creşte densitatea în regiunea bazei şi a purtătorilor majoritari (electroni), datorită necesităţii menţinerii neutralităţii electrice a bazei. Crescînd densitatea electronilor aflaţi în apropierea joncţiunii emiter, creşte şi valoarea raportului densitate electroni în bază/densitate goluri în emiter şi, prin aceasta, valoarea relativă a componentei de electroni faţă de curentul de goluri.

Mărimea relativă a componentei de recombinare creşte şi ea la nivel de injecţie mare.

În afară de aceasta, la un tranzistor de construcţie normală, curentul electronic are o direcţie radială şi, cînd devine important, produce o pozitivare a regiunii centrale a bazei faţă de extremităţi; aceasta are drept efect deplasarea emiterului spre periferie şi apariţia unui „efect pelicular". În regiunile marginale, curentul emiterului creşte, producînd accentuarea fenomenelor care duc la micşorarea eficienţei, mai ales că în apropierea suprafeţei efectul de recombinare este foarte puternic.

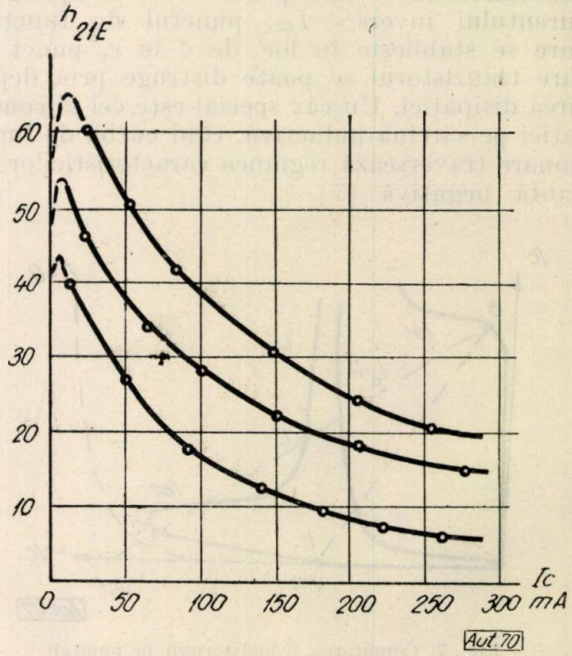


Fig. 10. Curbe experimentale $h_{21E} = f(I_c)$ pentru tranzistoare de tipul П13А.

Variaţia eficienţei emiterului în funcţie de curent este amănunţit analizată în literatura de specialitate [9], [10].

În figura 10 se dau curbele experimentale de variație a parametrului h_{21E} pentru trei exemplare de tranzistoare de tip П13А la care valorile inițiale ale parametrului sînt foarte diferite. Se observă că forma curbelor este asemănătoare: parametrul h_{21E} scade de circa patru ori pentru curenți de ordinul a 0,3 A, față de valoarea la curenți mici.

Curbele $I_c = f(I_B)$ se pot ridica fie în curent continuu, pentru tensiuni de colector mici, astfel încît să nu fie depășită puterea disipată admisibilă, fie în impulsuri.

În concluzie, curentul I_c care se poate obține este limitat de curentul I_B de care se dispune sau de scăderea admisă în eficiență.

3. Puterea disipată maximă admisibilă

Așa cum s-a arătat, în regim de comutație puterea disipată pe dispozitiv este foarte mică în raport cu puterea comutată; de obicei nu apar limitări în funcționare datorite puterii disipate. Totuși, uneori, în cazuri speciale, de exemplu cînd pentru obținerea unei tăieri foarte rapide tranzistorul este deschis în regiunea liniară și nu ajunge în saturație, sau la comutații foarte lente, puterea disipată poate crește considerabil.

Puterea disipată poate fi foarte mare și în cazul alegerii improprii a parametrilor regimului de comutație. De asemenea, ea poate crește nemărginit, în mod cumulativ, chiar pentru puteri disipate mici în regim static.

Puterea disipată în regiunea de tăiere

În regiunea de tăiere puterea disipată pe dispozitiv este

$$P'_{dt} = V_c I_{c0}, \tag{23}$$

care, desigur, este mică.

Dacă se lucrează însă la tensiuni de colector mari, expresia (23) devine:

$$P_{dt} = \frac{V_c I_{c0}}{1 - \left(\frac{V_c}{V_M}\right)^n} \tag{23'}$$

și crește foarte mult cînd tensiunea de colector se apropie de V_M.

Puterea disipată în regiunea de saturație

Tensiunea colector-emiter în regiunea de saturație este dată de relația (7). În figura 11 s-a trasat o curbă de variație a tensiunii V_{CE} în funcție de raportul $\frac{I_c}{I_B}$. Se observă că, pentru valori I_B care nu saturează suficient tranzistorul, V_{CE} și

$$P_{d_s} = V_{CE} I_C + e_E I_B \tag{24}$$

pot atinge valori mari. Puterea disipată poate fi excesiv de mare, în special la curenți I_c mari, unde și factorul de amplificare în curent scade (I_B crește foarte mult).

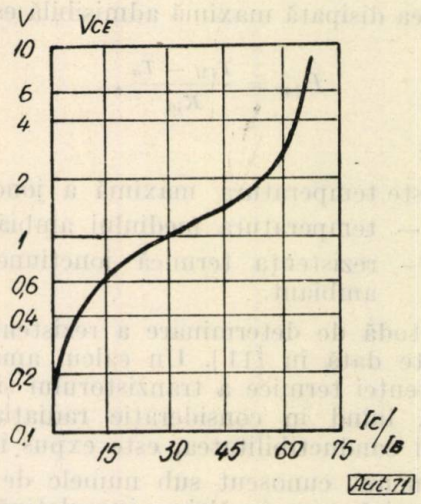


Fig. 11. Variația tensiunii colector-emiter a unui tranzistor în funcție de raportul $\frac{I_c}{I_B}$.

Puterea disipată în regiunea activă

Puterea medie disipată în timpul comutării din regiunea de tăiere în regiunea de saturație și invers este dată de relația:

$$P_{d_a} = \frac{1}{\tau_a} \int_0^{\tau_a} u_c i_c \, dt \tag{25}$$

Dacă sarcina este rezistivă iar creșterea și descreșterea tensiunii se presupun a fi liniare, rezultă:

$$P_{d_a} = \frac{I_c V_c}{6}. \tag{26}$$

Puterea disipată medie este:

$$P_d = P_{d_t} \frac{\tau_t}{T} + P_{d_s} \frac{\tau_s}{T} + P_{d_a} \frac{\tau_a}{T}, \tag{27}$$

în care:

τ_t, τ_s și τ_a sînt duratele de timp din fiecare perioadă; $T = \tau_t + \tau_s + \tau_a$ în care tranzistorul se găsește în regiunea de tăiere, respectiv de saturație și activă. Dacă duratele stărilor sînt de ordinul de mărime al constantelor de timp termice ale dispozitivului, atunci analiza comportării trebuie făcută separat, pentru fiecare regiune în parte.

Elementul limitativ al funcționării este temperatura joncțiunii, care nu poate crește peste o anumită valoare fără a periclita tranzistorul. Această limită este, după cum se știe, 75—90°C la dispozitivele cu germaniu și 150°C la cele cu siliciu.

Este necesar deci ca temperatura ambiantă să fie inferioară limitei şi căldura produsă în dispozitiv să fie evacuată convenabil, astfel încît temperatura joncţiunii să nu crească peste cea admisibilă.

Puterea disipată maximă admisibilă este

$$P_{dM} = \frac{T_{jM} - T_a}{K_{ja}}, \tag{28}$$

în care:

T_{jM} este temperatura maximă a joncţiunii;
T_a — temperatura mediului ambiant;
K_{ja} — rezistenţa termică joncţiune-mediu ambiant.

O metodă de determinare a rezistenţei termice este dată în [11]. Un calcul amănunţit al rezistenţei termice a tranzistorului şi radiatoarelor, luînd în consideraţie radiaţia, convecţia şi conductibilitatea, este expus în [12].

Fenomenul cunoscut sub numele de ambalare termică sau încălzire cumulativă poate duce şi el la distrugerea tranzistorului.

Să considerăm un tranzistor alimentat la tensiunea V_c şi care disipă o putere P_d, la care se produce o mică creştere întîmplătoare ΔP_{dl}.

Temperatura joncţiunii va creşte cu:

$$\Delta T_j = K_{ja}\, \Delta P_{dl}. \tag{29}$$

Curentul I_{c0} este dependent de temperatură, conform relaţiei:

$$I_{c0\,T_j} = I_{c0\,T_0} e^{\Phi\,(T_j - T_0)}, \tag{30}$$

($\Phi \approx 0{,}1/°C$ la 25°C; în general, curentul I_{c0} îşi dublează valoarea la fiecare 7—10°C).

El va avea o creştere:

$$\Delta I_{c0} = I_{c0T_0} e^{\Phi\,(T_j - T_0)}\, \Phi\, \Delta T_j. \tag{31}$$

Curentul I_c va creşte conform relaţiei:

$$\Delta I_c = S\, \Delta I_{c0}, \tag{32}$$

în care S este factorul de stabilitate. Pentru montajul din figura 5, factorul de stabilitate este:

$$S = \frac{1+\beta}{1+\beta b} = \frac{1}{1-a\alpha}. \tag{33}$$

Această creştere a curentului va duce la o creştere a puterii (neglijînd căderea de tensiune pe sarcină):

$$\Delta P_2 = V_c \Delta I_c. \tag{34}$$

Dispozitivul este stabil termic dacă $\Delta P_2 < \Delta P_1$. Rezultă:

$$V_c S\, \Phi\, I_{c0\,T_0} e^{\Phi\,(T_j - T_0)} K_{ja} < 1, \tag{35}$$

sau, ţinînd seama de relaţia (28):

$$V_c I_{c0} S\, \Phi K_{ja} e^{\Phi\,(T_a - T_0)} e^{K_{ja}\Phi P_d} < 1. \tag{36}$$

În relaţia (36) I_{c0} şi Φ depind de dispozitiv. Ceilalţi parametri, fiind aleşi sau impuşi, se pot determina din inegalitatea (36) (V_{cmax} sau P_{dM} sau T_{amax} sau S_{max} sau K_{jamax}).

La tensiuni de colector mari, unde nu se mai poate considera $M = 1$, relaţia (32) devine, ţinînd seama de (15'):

$$\Delta I_c = \frac{1}{\frac{1}{M} - \alpha a}\, \Delta I_{c0}, \tag{37}$$

sau, ţinînd seamă de (8) şi (17), scrisă sub forma $V_M = V_R S^{1/n}$:

$$\Delta I_c = \frac{S}{1 - \left(\frac{V_c}{V_R}\right)^n}\, \Delta I_{c0}, \tag{37'}$$

Inegalitatea (36) devine:

$$\frac{V_c}{1 - \left(\frac{V_c}{V_R}\right)^n} I_{c0} S\, \Phi K_{ja} e^{\Phi\,(T_a - T_0)} e^{K_{ja}\Phi P_d} < 1. \tag{38}$$

Expresia din stînga inegalităţii (38) este mult mai mare decît cea corespunzătoare din (36), cînd V_c nu este mic faţă de V_R, ceea ce duce la limitarea rapidă a puterii maxime admisibile atunci cînd se lucrează la tensiuni mari sau la limitarea tensiunii maxime atunci cînd puterea disipată este dată.

Dacă tensiunea maximă rezultată din (36) se notează:

$$V_T = \frac{1}{I_{c0} S\, \Phi K_{ja}\, e^{\Phi\,(T_a - T_0)}\, e^{K_{ja}\Phi P_d}}, \tag{39}$$

atunci, în cazul tensiunilor mari, tensiunea-limită V_{RT} se determină din:

$$\frac{\frac{V_{RT}}{V_R}}{1 - \left(\frac{V_{RT}}{V_R}\right)^n} = \frac{V_T}{V_R}. \tag{40}$$

În figura 12 s-a trasat curba V_{RT}/V_R în funcţie de V_T/V_R, pentru $n = 3$. Pentru V_T calculat din (39) şi V_R determinat din (17) sau (19), din curbă se poate găsi V_{RT}, valoarea maximă a tensiunii admise, atunci cînd se iau în consideraţie multiplicarea şi amblarea termică. De exemplu, pentru un tranzistor care se presupune că are aceeaşi tensiune-limită de avalanşă $V_R = 50$ V şi aceeaşi tensiune-limită de ambalare $V_T = 50$ V, luarea în consideraţie a ambelor efecte conduce, după grafic, pentru $V_T/V_R = 1$, la tensiunea-limită generală $V_{RT} = 0{,}68\ V_R = 34$ V.

Un ultim aspect legat de problemele termice este limitarea — la temperaturi ridicate şi scăzute — a performanţelor dispozitivelor de comutaţie cu reacţie, datorită variaţiei parame-

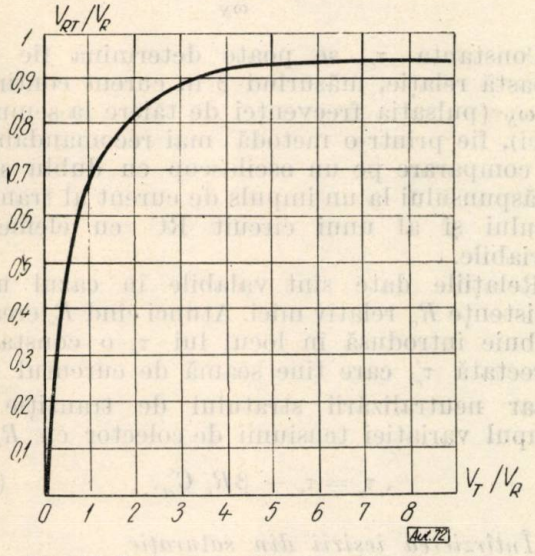


Fig. 12. Curba de stabilire a tensiunii maxime admisibile care ţine seamă de multiplicare şi de ambalarea termică.

trilor tranzistoarelor, în special a amplificării de curent.

Formula empirică de variaţie cu temperatura a amplificării de curent este [12]:

$$\beta_{Tj} = \frac{\beta T_0}{1 - C\,(T_j - T_0)} \qquad (41)$$

($C \approx 8-15^0/_{00}$ pentru germaniu şi $3{,}5^0/_{00}$ pentru siliciu).

La temperaturi ridicate, montajul în regim staţionar poate începe să oscileze, datorită creşterii lui β şi deci amplificării în bucla de reacţie. Dimpotrivă, la temperaturi joase, montajele basculante pot ieşi din funcţionare. Soluţia constă în proiectarea circuitelor astfel încît ele să funcţioneze normal cu β şi ceilalţi parametri corespunzători celor mai scăzute şi celor mai ridicate temperaturi din gama de lucru.

4. Rapiditatea de comutare

Aplicînd la intrarea unui tranzistor un impuls de comutare de formă dreptunghiulară, semnalul la ieşire va fi deformat, după cum se arată în figura 13. Aceste deformări se grupează în:

a) întîrzierea deschiderii tranzistorului (*ti*);
b) durata finită a frontului de deschidere (*tf*);
c) întîrzierea ieşirii din saturaţie (*ts*);
d) durata finită a frontului de închidere (*tc*). În parte, fenomenul diferă după cum se intră sau nu cu tranzistorul în saturaţie.

a. Întîrzierea deschiderii tranzistorului

În repaus tranzistorul este tăiat, joncţiunile sînt polarizate invers şi, într-o parte şi într-alta a joncţiunii, se formează pătura de tranziţie, compusă din atomi donori încărcaţi pozitiv în bază şi acceptori încărcaţi negativ în emiter fixaţi în reţeaua cristalului. Înainte ca purtătorii să poată fi acumulaţi în bază, ei trebuie injectaţi suficient încît să neutralizeze sarcina spaţială din pătura de tranziţie. Aceasta este echivalentă cu o capacitate C_{Et}, care reprezintă raportul între sarcinile ce trebuie introduse înainte ca joncţiunea să se polarizeze direct şi tensiunea inversă pe joncţiune.

Întîrzierea datorată acestui fenomen este:

$$t_{i1} = R_b\, C_{Et} \frac{V_2}{-V_1 + V_2}. \qquad (42)$$

Scăderea tensiunii de bază faţă de emiter constituie în acelaşi timp scăderea tensiunii de bază faţă de colector, ceea ce înseamnă că este necesar un curent suplimentar pentru neutralizarea sarcinii corespunzătoare din pătura joncţiunii colector. Întîrzierea datorită acestui fenomen este:

$$t_{i2} = (R_b + R_c) C'_{ct} \frac{V_2}{-V_1 + V_2}, \qquad (43)$$

unde C'_{ct} este capacitatea de colector corespunzătoare unui salt de tensiune $\approx V_2$.

O întîrziere suplimentară:

$$t_{i3} = R_c\, C_{ct} \qquad (44)$$

apare datorită existenţei unei componente capacitive de colector pînă la a cărei depăşire de către componenta de goluri curentul de colector nu poate începe să crească.

Durata totală a întîrzierii este

$$t_i = t_{i1} + t_{i2} + t_{i3}. \qquad (45)$$

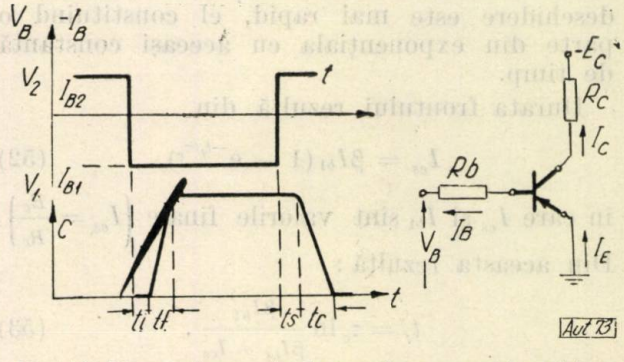


Fig. 13. Forma răspunsului la comutare a unui tranzistor.

Capacităţile C_t sînt capacităţi de tranziţie şi se definesc ca raporturi între cantitatea de sarcină luată sau adusă pe stratul de tranziţie al joncţiunii şi variaţia tensiunii. Se ştie că

static capacitatea joncțiunii este funcție de tensiune: $C(V)$.

Rezultă:

$$C_t = \frac{1}{\Delta V}\int_{Vr}^{Vr+\Delta V} C(V)\,dV. \qquad (46)$$

În cazul joncțiunilor aliate la care capacitatea este invers proporțională cu rădăcina pătrată a tensiunii, se obține pentru C_{Et} (la care $\Delta V = Vr$):

$$C_{Et} = 2C_E, \qquad (47)$$

C_E fiind capacitatea statică a joncțiunii emiter corespunzătoare tensiunii V_2.

Similar:

$$C_{ct} = 2C_c, \qquad (48)$$

iar:

$$C'_{ct} = C_c, \qquad (49)$$

C_c corespunzînd tensiunii E_c.

b. Durata frontului de deschidere

Curentul de colector al tranzistorului nu poate crește abrupt. La aplicarea unui salt de curent la intrare, o parte dintre purtătorii injectați sînt folosiți pentru crearea în bază a sarcinii corespunzătoare. Numai cînd această acumulare a fost terminată curentul poate ajunge la valoarea sa maximă de regim staționar I_c.

În cazul în care nu se intră în saturație, curentul de colector al tranzistorului variază după o exponențială:

$$i_c(t) = I_c(1 - e^{-t/\tau_c}). \qquad (50)$$

Durata frontului (de la 0,1 la 0,9 din valoarea finală) este:

$$t_f = 2{,}2\,\tau_c. \qquad (51)$$

Cînd se intră în saturație, fenomenul de deschidere este mai rapid, el constituind o parte din exponențiala cu aceeași constantă de timp.

Durata frontului rezultă din

$$I_{cs} = \beta I_{b1}(1 - e^{-t_f/\tau_c}), \qquad (52)$$

în care I_{cs} și I_{b1} sînt valorile finale $\left(I_{cs} = \frac{E_c}{R_c}\right)$. Din aceasta rezultă:

$$t_f = \tau_c \ln \frac{\beta I_{b1}}{\beta I_{b1} - I_{cs}}. \qquad (53)$$

Pentru curent de comandă foarte mare, $\beta I_{b1} \gg I_{cs}$, relația (53) devine:

$$t_f = \tau_c \ln \frac{I_{cs}}{\beta I_{b1}}. \qquad (54)$$

Se arată [13] că τ_c (constanta de timp a comenzii în curent) este legată de parametrii convenționali prin relația:

$$\tau_c = \frac{\beta}{\omega_N}. \qquad (55)$$

Constanta τ_c se poate determina fie din această relație, măsurînd β în curent continuu și ω_N (pulsația frecvenței de tăiere la semnale mici), fie printr-o metodă mai recomandabilă, de comparare pe un osciloscop cu dublu spot a răspunsului la un impuls de curent al tranzistorului și al unui circuit RC cu elemente variabile.

Relațiile date sînt valabile în cazul unei rezistențe R_c relativ mici. Atunci cînd R_c crește, trebuie introdusă în locul lui τ_c o constantă corectată τ'_c, care ține seamă de curentul necesar neutralizării stratului de tranziție în timpul variației tensiunii de colector cu $R_c I_c$:

$$\tau'_c = \tau_c + \beta R_c C'_{ct}. \qquad (56)$$

c. Întîrzierea ieșirii din saturație

În regim nesaturat, curba distribuției densității purtătorilor minoritari în bază este liniară, avînd maximumul $p = p_e$ la joncțiunea emiter și ajungînd $p = 0$ la joncțiunea colector. Sarcina totală acumulată în bază este Q_s.

În regim de saturație, caracterizat prin polarizarea directă a joncțiunii colector, concentrația la joncțiunea colector nu mai este nulă, ci devine p_c; dreapta de distribuție se deplasează în sus cu $\Delta p_e = p_c$ (fig. 14). În bază se acumulează o sarcină suplimentară ΔQ_s, datorită creșterii curentului I_B peste valoarea care corespunde lui I_{cs} în regim nesaturat. Sarcina suplimentară este proporțională cu această creștere și este echivalentă cu cea a diodei formate cu emiterul și colectorul în

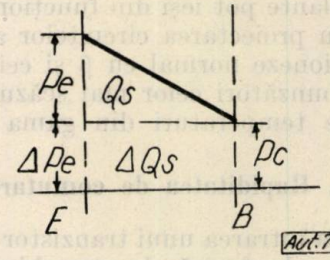


Fig. 14. Distribuția purtătorilor de sarcină în bază la saturație.

paralel, polarizată direct și străbătută de un curent egal cu creșterea lui I_B:

$$\Delta Q_s = \tau_s\left(I_{B1} - \frac{I_{cs}}{\beta}\right), \qquad (57)$$

τ_s fiind constanta de proporționalitate (constantă de desaturație).

La comanda de închidere a tranzistorului, începutul scăderii curentului de colector întîrzie pînă cînd joncțiunea colector se polarizează invers, adică concentrația de goluri la joncțiunea colector ajunge nulă și excesul de sarcini acumulate ΔQ_s este înlăturat.

Ecuația diferențială care guvernează fenomenul este:

$$i_b(t) = \frac{I_{cs}}{\beta} + \frac{\Delta Q_s}{\tau_s} + \frac{\mathrm{d}(\Delta Q_s)}{\mathrm{d}t}. \qquad (58)$$

Integrînd, se determină durata t_s pînă la anularea excesului de sarcină:

$$t_s = \tau_s \frac{-I_{B2} + I_{B1}}{-I_{B2} + \frac{I_{cs}}{\beta}}; \qquad (59)$$

evident, cînd nu se intră în saturație, $t_s = 0$.

Constanta de desaturație poate fi determinată din parametrii fundamentali de care este legată [13] prin relația:

$$\tau_s = \frac{1/\omega_N + 1/\omega_I}{1/\beta_N + 1/\beta_I}, \qquad (60)$$

în care:

ω_N și ω_I sînt pulsațiile funcțiilor de tăiere în montaj cu baza comună, funcționare normală și inversă;

β_N și β_I — amplificările de curent în montaj cu emiterul comun, funcționare normală și inversă *.

De asemenea, ea se poate măsura prin osciloografierea tensiunii la bornele diodei formate prin conectarea împreună a colectorului și emiterului tranzistorului, la întreruperea curentului prin diodă. În acest caz se ține seamă de relația care există între concentrația purtătorilor la granița joncțiunii și tensiunea pe joncțiune:

$$p_e = p_n(\mathrm{e}^{e_E/e_T} - 1), \qquad (61)$$

precum și de faptul că această concentrație variază după o exponențială:

$$p_e(t) = p_E\,\mathrm{e}^{-t/\tau_s} \qquad (62)$$

d. Durata frontului de închidere

Curentul de colector nu poate scădea abrupt, el fiind menținut de sarcinile acumulate în bază în timpul conducției, pînă la înlăturarea lor.

Ecuația fenomenului este:

$$i_c(t) = \beta I_{b2} + (I_c - \beta I_{b2})\,\mathrm{e}^{-t/\tau_c}; \qquad (63)$$

I_c este curentul de colector în timpul deschiderii tranzistorului și devine I_{cs} în cazul în care s-a intrat în saturație.

Durata frontului de tăiere rezultă:

$$t_c = \tau_c \ln\left(1 + \frac{I_c}{\beta(-I_{B2})}\right). \qquad (64)$$

În cazul unei rezistențe de sarcină relativ mari, τ_c devine τ_c' (56).

Concluzii

Limitările care apar la funcționarea tranzistorului în regim de comutație diferă față de cele care limitează lucrul la semnale mici. Aceasta a impus introducerea și folosirea unor criterii noi în stabilirea tensiunii, curentului și puterii disipate maxime admisibile, din considerente fie de siguranță, fie de menținere în limitele anumitor performanțe. Pentru determinarea rapidității de comutare, introducerea unor parametri specifici comutației [13] prezintă avantaje față de folosirea celor convenționali, a căror valabilitate este adesea restrînsă în jurul unui punct de funcționare. În afară de aceasta, analiza directă a variației unui parametru de comutație este mult simplificată față de analiza simultană a mai multor parametri fundamentali de care acesta este legat.

Bibliografie

[1] EBERS, J. J., MOLL, J. L. *Large Signal Behaviour of Junction Transistors.* Proc. IRE, **42**, 1954, nr. 12, p. 1761–1772.

[2] GASCHI, M. *Sur les limites d'emploi des transistors* L'Onde Électrique, **37**, 1957, nr. 360, p. 239–243.

[3] AIGRAIN, P. *Limitation théorique aux pérformances des transistors.* Revue E, **3**, 1960, nr. 2, p. 83–91.

[4] MC KAY, K. G., MC AFEE, K. B. *Electron multiplication in silicon and germanium.* Phys. Rev., **91**, 1953, p. 1079–1084.

[5] BILJON L., VAN. *Transistor Avalanche Voltage.* Electronic Technology, **37**, 1960, nr. 2, p. 72–76.

[6] GUGGENBÜHL, W. *Der Spannungsdurchbruch der Flachentransistoren in einer allgemeinen Schaltung.* Archiv der Elektrischen Übertragung, **13**, 1959, nr. 11, p. 452–461.

[7] FOREST, M. L. N. *Avalanche Carrier Multiplication in Junction Transistors and its Implication in Circuit Design.* Journal of Brit. IRE, **20**, 1960, nr. 6, p. 429–439.

[8] SCHMELTZER, R. A. *Maximum Stable Collector Voltage for Junction Transistors.* Proc. IRE, **48**, 1960, nr. 3, p. 332–340.

[9] WEBSTER, W. M. *On the Variation of Junction Transistor Current Amplification Factor with Emitter Current.* Proc. IRE, **42**, 1954, nr. 6, p. 911–920.

[10] FLETCHER, N. H. *The High Current Limit for Semiconductor Junction Devices.* Proc. IRE, **45**, 1957, nr. 6, p. 862–872.

[11] AFANASIEV, A. N. *K rasciotu teplovih rejimov poluprovodnikovih triodov.* Avtomatika i telemehanika, **22**, 1961, nr. 5, p. 641–647.

[12] SEUROT, J. P. M. *Problèmes thérmiques des éléments semiconducteurs.* Revue générale d'électronique, **15**, 1961, nr. 170, p. 23–30, nr. 171, p. 27–32.

[13] LE CAN, C. *Transistent Behaviour and Fundamental Transistor Parameters.* Electronic Applications, **20**, 1959–1960, nr. 4, p. 56–83.

[14] MOLL, L. J. *Large Signal Transient Response of Junction Transistors,* Proc. IRE, **42**, 1954, nr. 12, p. 1773–1784.

* Pentru $\beta_N \gg 1$, $\beta_I \gg 1$, relația (60) este identică cu constanta $\tau = \frac{\omega_N + \omega_I}{\omega_N \omega_I (1 - \alpha_N \alpha_I)}$, care apare în expresia fenomenelor de saturație în [14] și [1].

R. GRIGOROVICI, N. CROITORU, A. DÉVÉNYI*

Fotorezistenţe din PbS

Dispozitivele cu semiconductoare au căpătat, în ultimul timp, o importanţă foarte mare în procesele de automatizare a producţiei, ca dispozitive de comandă a acestor procese.

Unul dintre aceste dispozitive care comandă procesele de funcţionare automată este fotorezistenţa. Aceasta îşi modifică rezistenţa electrică sub influenţa unui fascicul de lumină incident. Cu ajutorul fotorezistenţelor se pot automatiza procesele de numărare pe bandă a produselor, reglarea funcţionării aparaturii de laminare la cald, controlul nivelurilor de lichid, sortarea automată a produselor, reglarea automată şi controlul rotaţiilor, reglarea temperaturii, cinematografia sonoră etc.

Mecanismul după care se produce efectul de fotoconducţie constă în aceea că fotonul incident transmite energia sa unui electron din banda de valenţă sau dintr-un nivel de impuritate, şi dacă energia acestuia este cel puţin egală cu energia de activare ΔE atunci acest electron trece în banda de conducţie. Deci fenomenul de fotoconducţie constă în creşterea densităţii purtătorilor de sarcină liberi în semiconductor.

Dacă asupra unui semiconductor de tip n cade un fascicul de lumină, conductibilitatea acestuia va fi dată de relaţia:

$$\sigma = n_1 eu + n_2 eu, \tag{1}$$

unde:

n_1 este concentraţia purtătorilor de sarcină la întuneric;
n_2 — concentraţia purtătorilor de sarcină care apare după iluminare;
u — mobilitatea;
e — sarcina electronului.

Deci, după iluminare, conductibilitatea creşte cu valoarea $n_2 eu$.

Trebuie însă să se ţină seamă de faptul că sarcinile libere produse după iluminare au un timp de viaţă (ca purtători liberi) determinat de posibilităţile de recombinare în semiconductorul dat, adică de numărul de centri de recombinare. De obicei, timpul de viaţă τ este cuprins între 10^{-3} şi 10^{-7} s. În general, calitatea fotoconductorului va fi determinată de raportul dintre timpul de viaţă τ şi timpul de parcurs al sarcinii formate pînă la electrozi t (adică posibilitatea de a participa la procesul de mărire a conductibilităţii). Deci randamentul fotorezistenţei va fi:

$$x = \frac{\tau}{t}. \tag{2}$$

Timpul de parcurs este egal cu:

$$t = \frac{L^2}{uV}, \tag{3}$$

unde:

L este lungimea probei în direcţia în care este aplicată diferenţa de potenţial;
u — mobilitatea;
V — diferenţa de potenţial aplicată.

Deci:

$$x = \frac{\tau u V}{L^2}. \tag{4}$$

Se vede că produsul τu determină calitatea fotoconductorului. Mobilitatea u este o proprietate a materialului masiv şi nu variază, de obicei, prea mult.

Timpul de viaţă poate însă să varieze mult (cu ordine de mărime) în funcţie de numărul de centri de recombinare existenţi în materialul dat. Deci, asupra acestui parametru se concentrează toată atenţia în procesul de obţinere a fotorezistenţelor cu anumite performanţe.

Cel mai important lucru este faptul că, prin alegerea convenabilă a lui τ, se pot obţine fotorezistenţe cu randamente de ordinul 10^4 [1].

Pentru a obţine un randament cît mai mare, este necesar să se introducă capcane care să alipească un tip de purtători de sarcini. Unul dintre materialele cele mai potrivite pentru producerea de fotorezistenţe este PbS, deoarece atît lungimea de undă-limită în infraroşu cît şi timpul de viaţă sînt suficient de mari. În afară de aceasta, modul de preparare şi stabilitatea fotorezistenţelor din PbS se pretează foarte bine pentru punerea la punct a unei producţii industriale.

Fotorezistenţele din PbS se obţin depunînd straturi de 1—3 microni grosime prin evaporare în vid sau prin depunere chimică. În modul acesta se realizează un strat policristalin, cu foarte multe graniţe. Printr-un tratament termic în atmosferă de oxigen se obţine, prin difuzia oxigenului în aceste graniţe, un număr suficient de mare de capcane, astfel încît randamentul creşte pînă la 10^4.

* Prof. dr. R. Grigorovici este şef de laborator la Institutul de fizică-Bucureşti, iar N. Croitoru şi A. Dévényi sînt cercetători la acelaşi institut.

1. Realizarea fotorezistenţelor

a) *Instalaţia de evaporare*

Pentru depunerea în vid a PbS pe suportul de sticlă [2], am construit o instalaţie compusă dintr-o pompă de vid preliminar cu viteza de pompare de 8 m³/h şi una de difuzie cu viteza de pompare de 100 l/s, la 1.10^{-4} torri.

Tubul cu două rodaje din care s-a evaporat PbS era confecţionat din sticlă, razotherm, fiind racordat la pompa de difuzie prin intermediul unei capcane sferice (fig. 1).

Vidul final obţinut cu acest sistem de pompare era cuprins între 1.10^{-5} şi 5.10^{-6} torri, fiind măsurat cu ajutorul unui manometru termocuplu tip LM-2 şi al unuia de ionizare tip LT-2.

Straturile de PbS se condensau atît pe fundul şlefuit optic al eprubetei-suport, confecţionat din sticlă tempax, cît şi pe plăcuţe dreptunghiulare de tempax şi planparalele de 1,5 mm grosime, 11 mm lungime şi 7 mm lăţime, lipite cîte două pe fundul eprubetei-suport cu ajutorul polimerului sovietic B-F4.

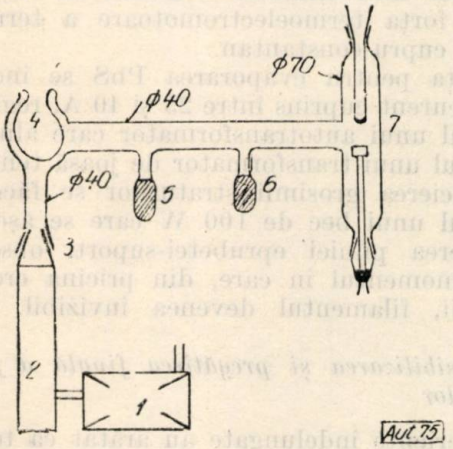


Fig. 1. Instalaţie pentru depunerea în vid a PbS pe suportul de sticlă:

1 — pompă de vid preliminar; *2* — pompă de difuzie cu ulei; *3* — rodaj metal-sticlă; *4* — capcană sferică; *5* — manometru termocuplu; *6* — manometru de ionizare; *7* — tubul pentru evaporarea sulfurii de plumb.

Înaintea fiecărei depuneri plăcuţele erau degresate cu benzen, spălate cu NO_3H, clătite cu apă şi apă distilată. Apoi la marginile laterale ale fiecărei plăcuţe se depunea cîte o fîşie de Ag prin reducerea într-un cuptor încălzit la 500°C a unui amestec de carbonat de Ag şi terebentină* (fig. 2).

Pentru a avea o indicaţie asupra vitezei de creştere a grosimii stratului, factor important care influenţează obţinerea fotorezistenţelor de sensibilitate dorită, am măsurat rezistenţa electrică a stratului în timpul evaporării. În acest scop am depus în prealabil pe fundul eprubetei-suport doi electrozi din Pt dispuşi conform figurii 3. Aceştia s-au obţinut prin reducerea unui amestec de acid hexacloroplatinic şi glicerină în proporţie de volum 50% în flacăra de oxigen.

Pentru realizarea legăturilor electrice în scopul măsurării rezistenţei, s-au sudat două fire de

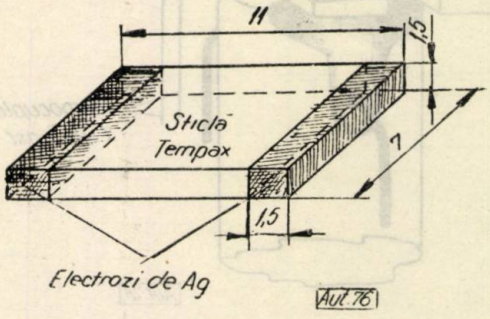


Fig. 2. Plăcuţă dreptunghiulară din sticlă tempax pentru depunerea PbS.

Pt (fig. 3) Ø = 0,5 mm pe fiecare electrod. Aceasta s-a făcut introducînd firul de Pt în marginea laterală a eprubetei-suport, prin înmuierea sticlei în regiunea aleasă pentru locul sudurii, după care se executa platinarea după procedeul descris mai înainte. Astfel, s-au realizat suduri intime şi rezistente mecanic. Firele de Pt erau — la rîndul lor — sudate pe firele de W (Ø = 1 mm), care constituiau trecerile metalice prin sticlă. Părţile exterioare ale trecerilor au fost îmbrăcate în sticlă pe o lungime de 10 mm, pentru ca rezistenţa de izolament între cele două treceri să fie cît mai mare.

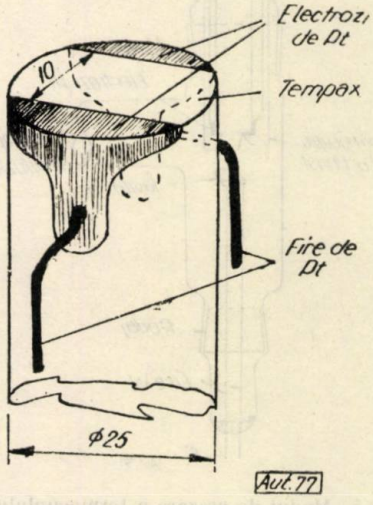


Fig. 3. Modul de dispunere a electrozilor de Pt pe fundul eprubetei-suport.

Rezistenţa electrică între contactele astfel formate, cu suportul curat şi degazat, era mai

* Straturile de Ag, astfel depuse, serveau ca electrozi pentru măsurarea rezistenţei electrice în timpul activării, după cum se va arăta mai tîrziu.

mare decît 1.10^{11} ohmi, iar în scurtcircuit nu depăşea 0,2 ohmi.

Plăcuţele din sticlă tempax erau lipite pe suport în aşa fel, încît între ele, în regiunea centrală, să rămînă liberă o fîşie cu lăţimea de

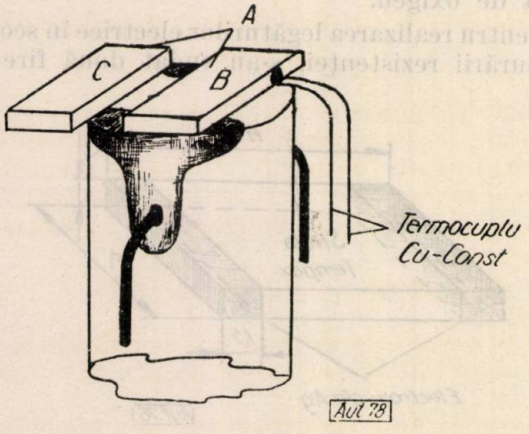


Fig. 4. Modul de lipire pe suport a plăcuţelor din sticlă tempax.

2—3 mm, permiţînd deci depunerea PbS şi pe eprubeta-suport (fig. 4).

Temperatura suportului, respectiv a plăcuţelor se măsura cu ajutorul unui termocuplu Cu-Const (Ø = 0,3 mm), a cărui sudură caldă a fost fixată cu acvadag chiar pe muchia late-

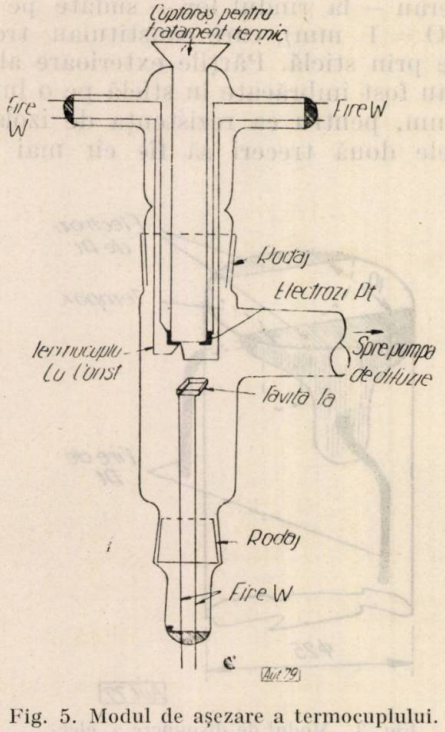


Fig. 5. Modul de aşezare a termocuplului.

rală a uneia dintre plăcuţe. Sudura rece se afla la aproximativ 100 mm de locul celei calde, astfel încît temperatura ei rămînea constantă. La rîndul lui, termocuplul a fost sudat prin intermediul Ni de celelalte două fire de trecere din W ale tubului de experienţe (fig. 5). Suportul se încălzea la temperatura dorită cu ajutorul unui cuptoraş construit din material ceramic, care se introducea prin partea exterioară a eprubetei-suport.

Evaporatorul a fost confecţionat din tablă de Ta de 0,05 mm grosime, avînd forma unei tăviţe de $20 \times 10 \times 1$ mm. La extremităţile tăviţei era lipită cîte o bandă groasă de Ni topită în vid, obţinută în urma suprapunerii a 15—20 straturi din banda de 0,1 mm grosime şi 1 mm lăţime, care a fost apoi sudată pe cele două treceri din W (Ø = 2 mm) ale rodajului inferior. După aceasta se introducea PbS în tavă, acoperind cît se poate de omogen toată suprafaţa ei activă. (Am utilizat PbS produs de firma BDH.) Astfel, instalaţia era gata pregătită pentru evaporare.

Rezistenţa electrică a straturilor evaporate de PbS se măsura prin metoda curent-tensiune, cu un ohmmetru electronic, tip Orivohm, care permitea citirea directă a valorii rezistenţei atît în timpul evaporării cît şi după evaporare.

Temperatura suportului se măsura cu ajutorul unui milivoltmetru etalonat în °C, care indica forţa termoelectromotoare a termocuplului cupru-constantan.

Tăviţa pentru evaporarea PbS se încălzea cu un curent cuprins între 25 şi 40 A, reglat cu ajutorul unui autotransformator care alimenta primarul unui transformator de joasă tensiune.

Aprecierea grosimii straturilor se făcea cu ajutorul unui bec de 100 W care se aşeza în apropierea pîlniei eprubetei-suport, observîndu-se momentul în care, din pricina creşterii grosimii, filamentul devenea invizibil.

b) *Sensibilizarea şi pregătirea finală a fotorezistenţelor*

Experienţe îndelungate au arătat că temperatura optimă de depunere este cuprinsă între 300 şi 350°C. În acest scop, suportul pe care erau lipite plăcuţele se încălzea pînă la 400—450°C cu ajutorul unui cuptoraş exterior. După ce se atingea presiunea de aproximativ 1.10^{-5} torri, se începea evaporarea PbS din tavă la început cu un curent de 15—25 A, apoi se creştea foarte lent curentul prin tăviţă pînă la atingerea valorii de 30—40 A; această creştere era necesară în scopul menţinerii unei viteze de creştere a grosimii cît mai uniforme, scăderea rezistenţei electrice fiind urmărită continuu.

Urmărind transparenţa plăcuţelor, evaporarea se oprea după ce stratul devenea complet opac, ceea ce corespundea unei grosimi a stratului mai mare decît 3 microni [3]. În aceste condiţii timpul de evaporare a PbS a fost de 20—40 min.

După terminarea evaporării, suportul se răcea lent, apoi se scotea azotul lichid din

capcana sferică, după care se oprea pompa de difuzie. Aerul se introducea în instalaţie numai după ce toate elementele instalaţiei atinseseră temperatura camerei în ordinea amintită. Apoi se măsura rezistenţa plăcuţelor* pe care s-a depus PbS. Respectînd condiţiile de depunere amintite, rezistenţa straturilor de PbS era cuprinsă între 0,3 şi 10 ohmi. Astfel, valoarea rezistenţei iniţiale este un parametru important care indică dacă s-au respectat condiţiile descrise înainte în dirijarea procesului de depunere.

După obţinerea plăcuţelor acoperite cu PbS de rezistenţa dorită, se începea activarea lor. Aceasta se făcea în aer într-un cuptor de ceramică încălzit în prealabil pînă la 500—550°C, temperatura fiind măsurată cu ajutorul unui termocuplu Fe-Const (Ø = 0,3 mm). După ce cuptorul a atins temperatura de lucru, fotorezistenţele erau introduse în cuptor unde erau ţinute 8—10 min, după care se măsura rezistenţa lor electrică. Tratamentul se repeta în etape de cîte 5 min pînă la obţinerea efectului maxim, fapt ce se controla iluminînd fotorezistenţa cu ajutorul unui bec cu incandescenţă de 100 W, la distanţă constantă de 500 mm, măsurîndu-se în acelaşi timp scăderea de rezistenţă. S-a constatat că efectul maxim apare după ce rezistenţa stratului a atins 1.10^6—5.10^6 ohmi. Trebuie remarcat că, dacă activarea se făcea la o temperatură prea ridicată sau un timp prea îndelungat, stratul devenea parţial transparent, fotoefectul scăzînd în mod sensibil sau dispărînd chiar complet.

După terminarea activării fotorezistenţelor se depuneau electrozii de contact.

În acest scop s-a evaporat, în vid de 1.10^{-4}—5.10^{-5} torri, Au într-o instalaţie de metalizare cu clopot de sticlă. Pentru aceasta s-a confecţionat un filament de W (Ø = 0,3 mm şi 50 mm lungime) în formă de V, pe care s-a agăţat un călăreţ de Au. S-a folosit fir de Au Ø = 0,5 mm şi 2,5 mm lungime.

Pe de altă parte, pe o lamă de microscop, se aşezau cîte 6—8 fotorezistenţe activate. Se aplica apoi o fişie de Al de 0,1 mm grosime şi 5 mm lăţime deasupra şirului de fotorezistenţe. Fişia de Al se fixa la capete, cu polimerul BF-4, de lamela de sticlă. Astfel, se ecrana depunerea de Au în partea centrală a fotorezistenţelor. După aşezarea lamelei sub filament (distanţa filament-lamelă = aprox. 100 mm) şi vidarea instalaţiei, se încălzea filamentul cu 6—8 A, formîndu-se o bobiţă de Au pe filamentul de W în urma topirii Au. Apoi, mărind curentul de încălzire (8—12 A), se evapora Au cu o viteză cît se poate de mare. În acest fel, fotorezistenţa era gata preparată.

Pentru a feri fotorezistenţele de deteriorare, ele se închideau într-o montură de plexiglass. Contactele electrice între electrozii de Au şi picioruşele de alamă s-au făcut cu ajutorul unei paste de argintare la rece. Pentru a evita deteriorarea fotorezistenţelor, montura de plexiglass a fost închisă ermetic prin lipire cu BF-4.

2. Măsurarea caracteristicilor fotorezistenţelor din PbS

Pentru aprecierea calităţii fotorezistenţelor obţinute şi compararea lor cu produse similare din străinătate, respectiv cu datele din literatură, s-au măsurat următoarele caracteristici:

a) caracteristica curent-tensiune la întuneric şi lumină;

b) caracteristica răspuns-frecvenţă a iluminării;

c) distribuţia spectrală a sensibilităţii;

d) dependenţa de temperatură a rezistenţei.

a) *Caracteristica curent-tensiune la întuneric şi lumină*

Pentru ridicarea acestor caracteristici s-a folosit atît ridicarea punct cu punct, cît şi metoda înregistrării oscilografice, cu aplicarea unei tensiuni alternative sinusoidale de 50 Hz.

Iluminarea s-a realizat cu ajutorul unei lămpi cu incandescenţă cu gaz de intensitate luminoasă J cunoscută (temperatura de culoare =2 850°K, temperatura filamentului =2 770°K), etalonată în comparaţie cu o lampă-etalon.

La ridicarea caracteristicilor statice s-au folosit dispozitivul şi schema din figura 6. Tensiunea U aplicată la fotorezistenţă era măsurată cu un voltmetru de tip M-106, clasa 0,5, iar curentul I, cu un microampermetru RFT.

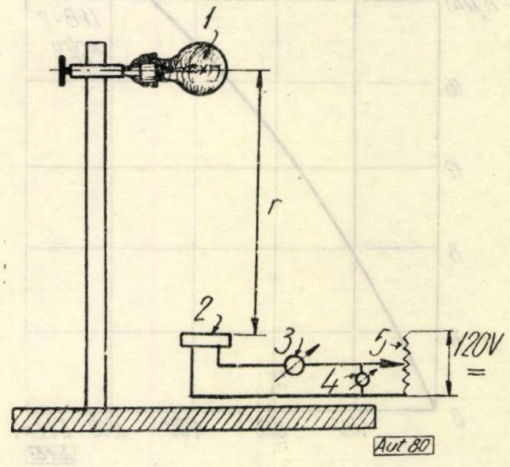


Fig. 6. Dispozitivul şi montajul utilizat pentru ridicarea caracteristicilor statice.

În figura 7 este dată familia de caracteristici curent-tensiune avînd iluminarea ca parametru pentru o fotorezistenţă tipică obţinută la Institutul de fizică (IFB).

* Rezistenţa electrică a fotorezistenţei se măsura cu ajutorul a două contacte mecanice din alamă legate la un ohmmetru electronic, care erau apăsate lateral pe electrozii de Ag.

Din aceste familii se pot deduce caracteristicile curent fotoelectric-iluminare, respectiv curent fotoelectric-flux la tensiune constantă. Drept curent fotoelectric i se consideră diferența dintre curentul la iluminare și curentul de

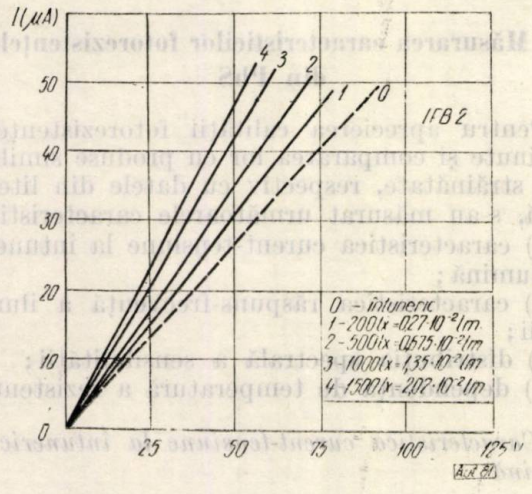


Fig. 7. Caracteristicile curent-tensiune la diferite iluminări pentru o fotorezistență tipică realizată la Institutul de fizică-București.

întuneric la aceeași tensiune aplicată. Caracteristicile i (E), respectiv $i(\Phi)$, deduse din figura 7, sînt reprezentate în figura 8. Neliniaritatea caracteristică fotorezistențelor este foarte slabă.

De asemenea, se poate deduce din ele sensibilitatea σ exprimată în μA/lm V la tensiunea de lucru, precum și scăderea procentuală de rezistență $\Delta R/R$ în % la iluminarea de 200 lx. Valorile corespunzătoare celor două tipuri de fotorezistențe sînt înscrise în figura 8.

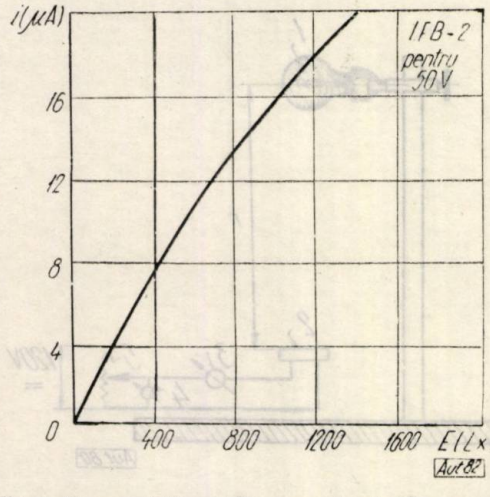


Fig. 8. Caracteristica i (E), respectiv i (Φ), deduse din cele din fig. 7.

Pentru o mai bună punere în evidență, s-a folosit și înregistrarea oscilografică, aplicînd fotorezistenței o tensiune alternativă sinusoidală. Schema folosită era cea din figura 9. Alimentarea fotorezistenței F se făcea prin variacul V; tensiunea U de pe fotorezistență era aplicată la plăcile deviatoare orizontale; tensiunea IR la bornele rezistenței R ($R = 1{,}02.10^5\,\Omega$) era

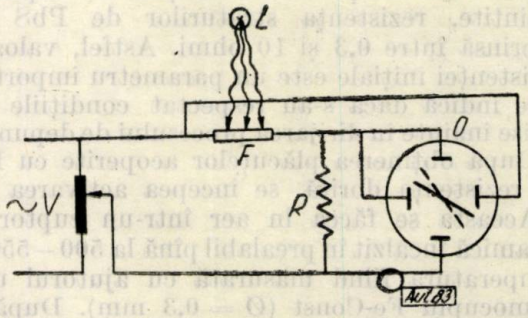


Fig. 9. Schema utilizată pentru oscilografierea caracteristicilor fotorezistențelor IFB:
L – bec etalon; O – osciloscop; V – autotransformator; R – rezistență; F – fotorezistență.

aplicată la plăcile verticale ale tubului catodic. S-a folosit un oscilograf de tip EO 2/130 cu două canale (RFT), înregistrarea făcîndu-se

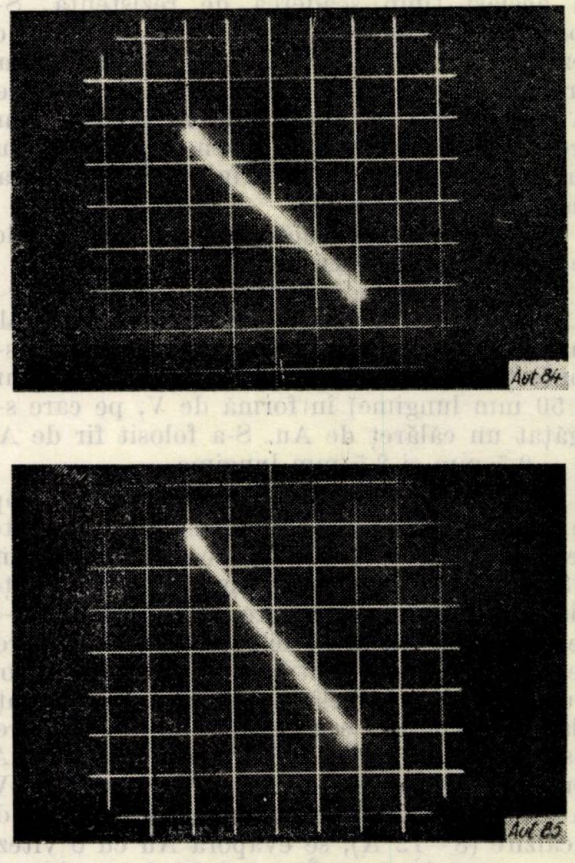


Fig. 10 și 11. Oscilogramele caracteristicilor curent-tensiune pentru o aceeași fotorezistență ridicate după un interval de 6 luni.

fotografic în prezența și în absența iluminării. În figurile 10 și 11 sînt reproduse caracteristicile curent-tensiune obținute la aceeași fotorezis-

tență ca în figura 7, ridicate după un interval de timp de șase luni. Etalonarea oscilografului permitea calculul sensibilității celor două fotorezistențe la iluminarea integrală realizată cu lampa L etalonată, ea fiind de $2{,}44.10^3$ lx. Valoarea obținută a fost de $\sigma = 13$ μA/lm V. Ținînd seamă de neliniaritatea caracteristicii curent-iluminare (fig. 8), această valoare concordă cu cea cu aproximativ 25% mai mare, dedusă din caracteristica statică.

Valorile obținute pentru R și σ pe mai multe exemplare sînt conținute în tabela 1. Din ea rezultă, de asemenea, stabilitatea lor într-un interval de timp de șase luni.

Tensiunea maximă de lucru este determinată de creșterea sensibilă a rezistenței fotorezistenței din cauza încălzirii prin trecerea curentului. Ea este situată, la fotorezistențele IFB, la 100 V.

Tabela 1

Tip / Data	R (Ω)		$\sigma\left(\frac{\mu A}{lmV}\right)$	
	20-04-61	20-10-61	20-04-61	20-10-61
ФСА-1	$1{,}88 \cdot 10^5$	$2{,}24 \cdot 10^5$	122	120
IFB-2	$0{,}91 \cdot 10^6$	$1{,}87 \cdot 10^6$	24,3	21
IFB-3	$1{,}60 \cdot 10^6$	$1{,}32 \cdot 10^6$	—	25,4
IFB-4	$8{,}30 \cdot 10^5$	$8{,}80 \cdot 10^5$	16,8	18,2
IFB-5	—	$1{,}50 \cdot 10^6$	—	20,8

b) *Dependența răspuns-frecvență a iluminării*

Această dependență, importantă atît din punct de vedere practic (al folosirii fotorezistențelor în cinematografia sonoră), cît și din punct de vedere teoretic (determinarea timpului de viață al purtătorilor majoritari), s-a măsurat întrerupînd iluminarea fotorezistenței cu ajutorul unui disc D rotitor cu 180 fante de 0,5 mm lățime fixat pe axul unui motor M cu rotația variabilă (pînă la 3 000 rot/min). Frecvența motorului se măsura la turație redusă prin cronometrare, iar la turație ridicată, cu ajutorul unui stroboscop Orion de tip Oristrob. Semnalul obținut de la fotorezistență la tensiune constantă (12 V) era aplicat la plăcile verticale ale oscilografului folosit și la ridicarea caracteristicilor curent-tensiune; la plăcile orizontale se aplica un baleiaj potrivit. Schema folosită este redată în figura 12. Motorul nefiind sincron, nu se putea realiza o perfectă sincronizare între întreruperea luminii și baleiaj, astfel că în general apăreau la fotografiere mai multe curbe (fig. 13). De asemenea, chiar în absența iluminării, datorită impedanței mari a fotorezistenței și factorului ridicat de amplificare folosit la întreruperea semnalului, se obținea — pe ecranul

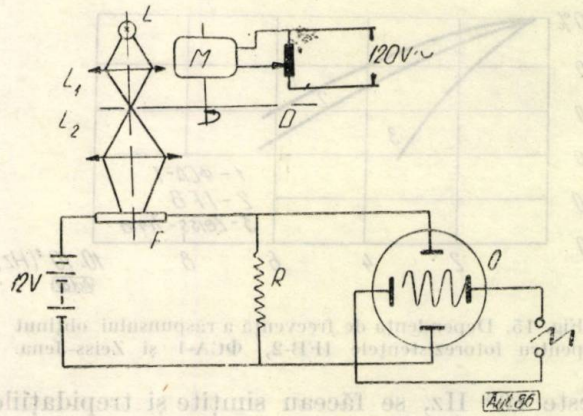


Fig. 12. Schema utilizată pentru determinarea răspunsului fotorezistenței la frecvență variabilă a iluminării: L – bec etalon; L_1, L_2 – lentile; F – fotorezistență; R – rezistență; M – motor; V – autotransformator; O – osciloscop.

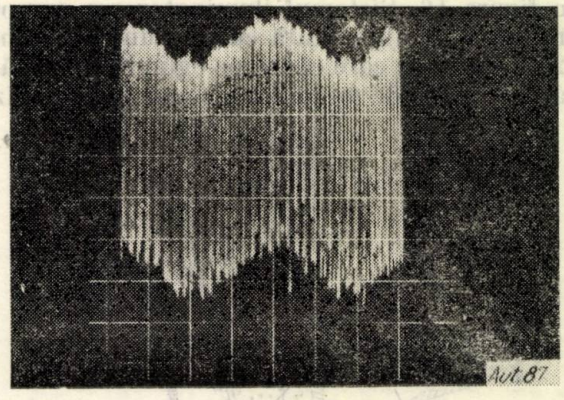


Fig. 13. Apariția unor curbe multiple la oscilografiere datorită nerealizării unei sincronizări între întreruperea luminii și baleiaj.

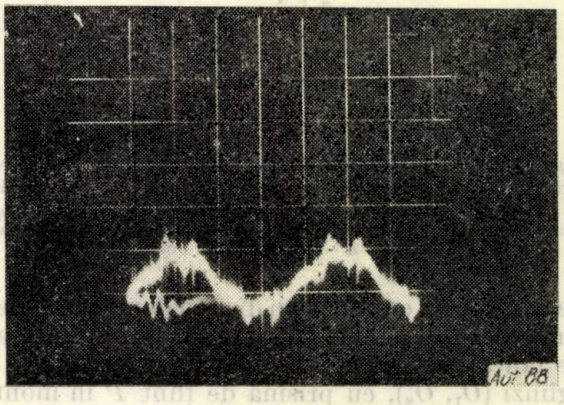


Fig. 14. Apariția la oscilografiere a unei curbe prezentînd frecvența rețelei în absența iluminării.

tubului catodic — o curbă prezentînd perioada rețelei (fig. 14), astfel încît baza de timp nu era

perfect orizontală. Sincronizînd însă curba bazei cu baleiajul, se asigura o precizie suficientă pentru măsurarea înălţimii semnalului obţinut pe ecranul tubului catodic. La frecvenţe de

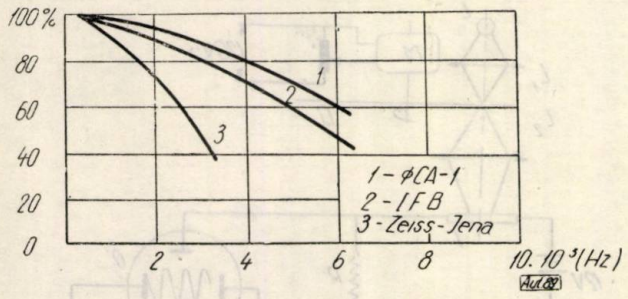


Fig. 15. Dependenţa de frecvenţă a răspunsului obţinut pentru fotorezistenţele IFB-2, ΦCA-1 şi Zeiss-Jena.

peste 10^3 Hz, se făceau simţite şi trepidaţiile mecanice ale discului rotitor D.

c) *Distribuţia spectrală a sensibilităţii*

Pentru ridicarea distribuţiei spectrale a sensibilităţii fotorezistenţelor s-a folosit montajul din figura 16. Sistemul iluminator era compus din lampa L, alimentată cu tensiune constantă (12 V). Lumina care cădea pe oglinda concavă O era întreruptă de un motor sincron MS (50 Hz),

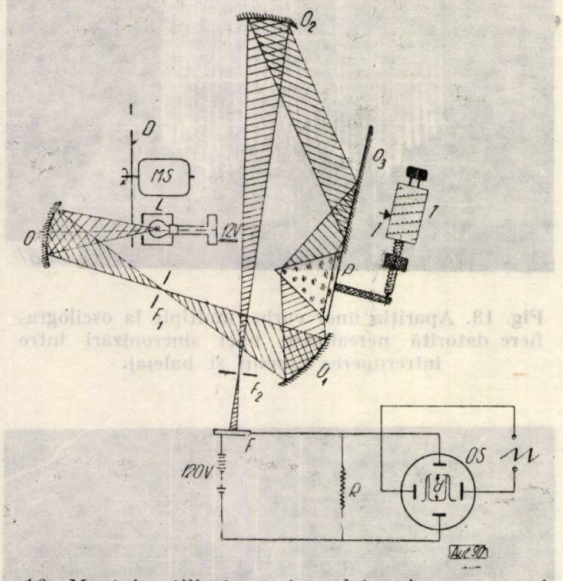


Fig. 16. Montaj utilizat pentru determinarea caracteristicilor distribuţiei spectrale a sensibilităţii fotorezistenţelor : L – bec etalon ; MS – motor sincron ; O, O_1, O_2 — oglinzi concave ; O_3 – oglindă plană ; F_1, F_2 – fante ; P – prismă ; F – fotorezistenţă ; I – indicator ; T – tambur ; R – rezistenţă ; OS – osciloscop .

pe al cărui ax era fixat un disc cu două deschideri. Imaginea filamentului lămpii era proiectată pe fanta de intrare F_1 a unui monocromator cu oglinzi (O_1, O_2), cu prismă de flint P în montaj Wadsworth (oglinda plană O_3), de fabricaţie Zeiss-Jena. Lumina descompusă spectral se concentrează pe fanta de ieşire F_2 şi cade apoi pe fotorezistenţa F. Prin rotirea tamburului T şi deci a ansamblului prismă P — oglindă O_3, spectrul defilează prin faţa fantei F_2, care alege o regiune spectrală îngustă. Lungimea de undă corespunzătoare centrului intervalului spectral ales se citeşte în dreptul indicatorului I pe

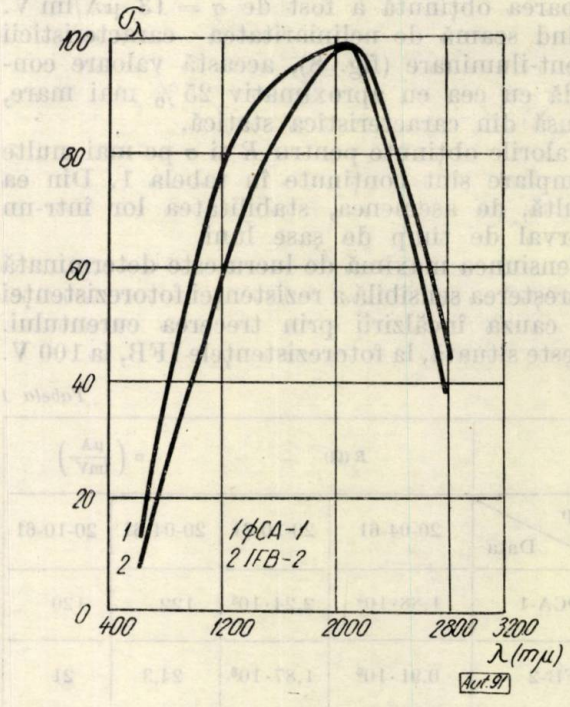


Fig. 17. Curbele de sensibilitate spectrală pentru aceleaşi fotorezistenţe normate astfel ca maximul lor să fie 100.

tamburul T. Distribuţia spectrală a energiei în radiaţia ieşită din monocromator a fost măsurată, substituind fotorezistenţa cu un

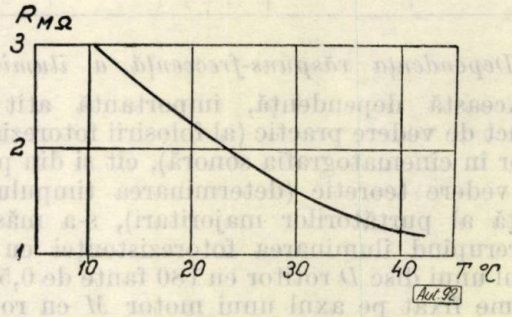


Fig. 18. Variaţia cu temperatura a rezistenţei fotorezistenţei.

receptor termoelectric cu fereastră de KBr (VTh 7/5), cuplat cu un galvanometru de mare sensibilitate în tensiune tip M 21/5, ale cărui deviaţii D erau proporţionale cu puterea radiantă incidentă pe receptor.

Semnalele date de fotorezistenţa F, aflată sub o tensiune de 12 V, erau aplicate plăcilor verticale ale tubului catodic ale osilografului folosit şi în măsurătorile precedente. Baleiajul avînd o frecvenţă de 50 Hz, pe ecran apăreau două semnale, a căror înălţime d varia cu lungi-

Tabela 2

	ФСА-1 (U.R.S.S.)	ZEISS (R.D.G.)	EASTMAN (S.U.A.)	MULLARD (ANGLIA)	I.F.B.-2 (R.P.R.)
Rezistenţă de întuneric (R_i), în Ω	$2{,}2 \cdot 10^5$	$3{,}3 \cdot 10^7$	$3 \cdot 10^5$	$6 \cdot 10^6$	$1{,}87 \cdot 10^5$
Coeficientul termic al rezistenţei la 27°C (α), în %/°C	—	—	4,5	—	3,4
Tensiune maximă de lucru (U_{max}), în V	15	100	—	250	100
Suprafaţa sensibilă (A), în mm²	24	—	—	40	13,5
Variaţia relativă a rezistenţei la 200 lx, în %	17	—	—	16	17
Sensibilitatea integrală la radiaţia de 2 750—2 850°K (σ), în $\frac{\mu A}{lmV}$ la $3{,}3 \cdot 10^2$ lm	120	30	—	14	21
Lungimea de undă corespunzătoare maximului sensibilităţii spectrale (λ_{max}), în μ	2,1	2,3	—	—	2,1
Sensibilitatea spectrală relativă (σ_λ) la 0,8 ; 1,6 ; 2,2 ; 2,8 μ, în %	40 93 97 37	43 74 98 64	—	—	23 84 98 49
Sensibilitatea relativă la frecvenţa 3,3 kHz faţă de sensibilitatea la 0 Hz, în %	82	39	—	—	77

mea de undă a radiaţiei incidente pe fotorezistenţă. Raportul d/D era egal, în unităţi relative, cu sensibilitatea spectrală a fotorezistenţei.

d) *Dependenţa de temperatură a rezistenţei*

Variaţia cu temperatura a rezistenţei fotorezistenţei IFB-2 a fost ridicată cu ajutorul unui termostat Wobser şi al unei punţi Wheatstone tip 6/57 în intervalul 0—40°C. Curba obţinută este reprezentată în figura 18. Din această curbă rezultă un coeficient termic al rezistenţei la 300°K de 3,5%/°C.

Concluzii

Pentru a compara performanţele fotorezistenţelor realizate cu produse similare străine, ne-am folosit de ridicarea caracteristicilor unei fotorezistenţe sovietice ФСА-1, precum şi de datele oferite de literatura de specialitate [4], [5], [6]. Rezultatele comparaţiei sînt sintetizate în tabela 2.

Rezistenţa fotorezistenţelor IFB şi tensiunea lor de alimentare se situează între cele ale produselor sovietice şi americane, pe de o parte, şi între cele ale produselor englezeşti şi germane, pe de alta. Ele ating ca variaţie relativă de rezistenţă, sub iluminare de 200 lx, aceeaşi performanţă ca şi celelalte produse similare. Sensibilitatea integrală este de acelaşi ordin de mărime ca şi la produsele englezeşti şi germane, dar de 5—6 ori mai mică decît a fotorezistenţelor sovietice. Prin posibilitatea de a aplica tensiuni de 5—6 ori mai mari decît cele pe care le suportă aceste din urmă fotorezistenţe, această deosebire este însă compensată, întrucît fotocurentul ajunge să aibă în ambele tipuri de fotorezistenţe aceeaşi valoare. Curba de sensibilitate spectrală este situată cu puţin mai înspre infraroşu decît la fotorezistenţele sovietice; faţă de fotorezistenţele Zeiss, maximul de sensibilitate este situat cu 0,2 milimicroni mai înspre vizibil. Pentru recepţia infraroşului emis de radiator la temperatură relativ joasă, ele se situează deci între cele două produse amintite.

În ceea ce priveşte dependenţa de frecvenţă a sensibilităţii, fotorezistenţele IFB sînt numai cu puţin inferioare celor sovietice şi mult superioare celor germane, deschizînd astfel posibilitatea aplicării lor în reproducerea sunetului.

În rezumat, fotorezistenţele de PbS, realizate la IFB, sînt comparabile din punct de vedere calitativ cu produse similare străine.

Bibliografie

[1] BUBE, R. H. *Solid State Physics*, **6B**, 1959, 342.
[2] MOSS, T. S. Proc. IRE, **43**, 1955, 12, 1869.
[3] GENZEL, L., MÜSER, H. *Z. Physik*, **134**, 1953, 419.
[4] *Fotosoprotivlenia — Prospect*, 1958, Naucinoi Isledovatelskii Institut.
[5] GÖRLICH, P., KROHS, A., LANG, W. A.T.M. J., 394, 1958, 1 sept.
[6] *Photowiderstände — Prospect*, 1961, Zeiss-Jena.

AURICĂ RADU*

Miezuri de ferită pentru transformatoare de impulsuri de mare putere

În ultimele două decenii, tehnica impulsurilor de mare putere s-a dezvoltat impetuos, datorită, în special, unor necesităţi militare (radiolocaţia, radionavigaţia, teleghidarea).

De aici, experienţa căpătată în construirea generatoarelor de impulsuri de mare putere (GIP) a fost folosită şi în alte domenii, printre care şi tehnica nucleară (acceleratoare de particule, instalaţii termonucleare).

Caracteristica principală a acestor generatoare [1], după cum o spune şi numele, este funcţionarea în impulsuri, adică acumularea într-un timp relativ lung (de ordinul milisecundelor sau chiar secundelor) a unei cantităţi de energie, care este apoi eliberată într-un timp relativ scurt (de ordinul microsecundelor). Acest mod de funcţionare permite obţinerea unor puteri în impuls (P_{imp}) foarte mari de la instalaţii de dimensiuni reduse şi puteri medii (P_{med}) mici.

Între puterea medie şi puterea în impuls există relaţia :

$$P_{med} = \frac{\tau}{T} \cdot P_{imp} = \tau f_r \cdot U_{imp} \cdot I_{imp}, \qquad (1)$$

unde :

τ este durata impulsului, s ;
T — perioada de repetiţie, s ;
f_r — frecvenţa de repetiţie, Hz ;
U_{imp} — tensiunea în impuls, V ;
I_{imp} — intensitatea curentului în impuls, A.

Schemele de principiu ale unor GIP clasice, cu părţile lor componente, sînt arătate în figurile 1 şi 2 [1].

Energia se înmagazinează în capacitatea C (fig. 1) sau în capacitatea C_1 a liniei de formare LF (fig. 2). Cînd comutatorul K se închide,

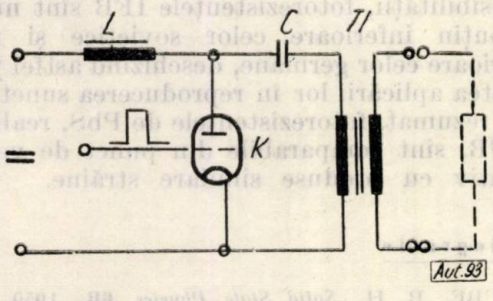


Fig. 1. GIP cu condensator.

această energie este descărcată pe primarul transformatorului de impulsuri (TI), obţinîndu-se în secundarul lui un impuls de caracteristicile necesare sarcinii Z.

Pentru a nu scurtcircuita sursa de alimentare pe timpul cît K conduce, se înseriază inductanţa de separare L.

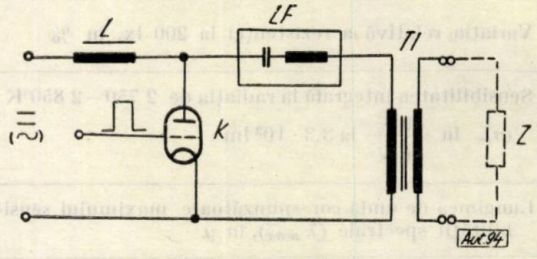


Fig. 2. GIP cu linie de formare.

În GIP cu condensator, impulsul de durată dorită se formează în exterior şi se aplică pe grila comutatorului K (o triodă de impuls), iar în GIP cu linie de formare durata impulsului este dată în exclusivitate de parametrii liniei de formare C_1 şi L_1, K (un tiratron de impuls sau eclator) servind numai la iniţierea descărcării.

Una dintre părţile importante ale GIP este transformatorul de impulsuri TI. El îndeplineşte [1] următoarele funcţiuni principale :

a) adaptează impedanţa GIP la impedanţa sarcinii ;
b) transformă tensiunea GIP pînă la valoarea tensiunii de lucru a sarcinii ;
c) permite obţinerea unei tensiuni de polaritatea dorită ;
d) separă din punct de vedere electric circuitele de tensiune relativ joasă ale GIP de circuitul de tensiune înaltă al sarcinii ;
e) permite amplasarea GIP şi a sarcinii în încăperi diferite.

Procesele tranzitorii foarte rapide şi intense care au loc în TI impun folosirea unor materiale cu calităţi adecvate şi a unei construcţii deosebite a TI.

Miezul magnetic al TI, supus regimului de magnetizare în impulsuri (caracterizat prin creşterea şi descreşterea rapidă şi fără schimbarea polarităţii a intensităţii cîmpului magnetic H), se comportă calitativ deosebit faţă de miezul unui transformator supus unei magnetizări ciclice de frecvenţă industrială. El se apropie mult de regimul de funcţionare a transformatoarelor de înaltă frecvenţă folosite în radio şi televiziune.

* A. Radu este inginer la Institutul de fizică atomică.

Totuşi, cunoscînd curba de magnetizare iniţială şi ciclul static de histerezis (fig. 3), pe baza relaţiilor care există între acestea şi ciclul de magnetizare în impulsuri, putem stabili criterii cu ajutorul cărora determinăm într-o primă

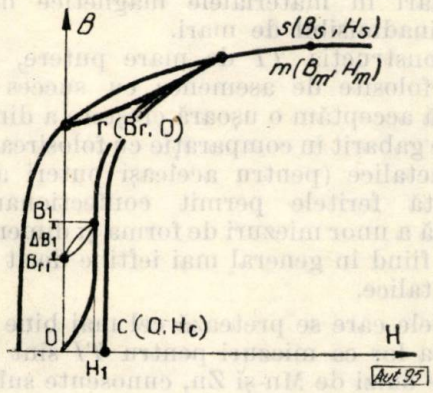


Fig. 3. Curba de magnetizare iniţială şi ciclul static de histerezis.

aproximaţie dacă materialul este sau nu adecvat pentru funcţionarea în regim de impulsuri [1].

Din figura 3 [1], [5] reţinem:

1. punctul de saturaţie s (B_s, H_s);
2. punctul $m(B_m, H_m)$, unde ramurile ciclului de histerezis încep să se confunde;
3. punctul de remanenţă r $(B_r, 0)$;
4. punctul de forţă coercitivă c $(0, H_c)$.

Presupunînd că materialul este complet demagnetizat, la o variaţie $\Delta H_1 = H_1$ a intensităţii cîmpului magnetic obţinem o variaţie $\Delta B_1 = B_1 - B_{r1}$ a inducţiei cîmpului magnetic, adică un ciclu de magnetizare în impuls. Vîrfurile acestui ciclu se sprijină pe curba de magnetizare iniţială şi pe axa ordonatelor.

Permeabilitatea în impuls a materialului este determinată de raportul:

$$\mu_\Delta = \frac{\Delta B}{\Delta H} = \frac{B_s - B_r}{H_s} \text{ (Gs/Oe)}. \qquad (2)$$

Pentru funcţionarea în impulsuri este foarte important ca materialul magnetic să aibă pierderi cît mai mici.

Mărimea pierderilor prin histerezis este proporţională cu suprafaţa ciclului de histerezis şi deci, implicit, cu valoarea lui H_c.

Pierderile prin curenţi turbionari în regim de impulsuri sînt date de relaţia:

$$W_t = \frac{(\Delta B)^2}{4\pi\mu_\Delta 10^7} \cdot \frac{T_t}{\tau} \cdot \psi\left(\frac{\tau}{T_t}\right) \text{ (erg/cm}^3\text{/puls.)}, \qquad (3)$$

unde:

T_t este perioada de magnetizare prin curenţi turbionari şi se determină din formula:

$$T_t = \frac{10^{-9}\pi\mu_\Delta\delta^2}{3\rho}, \text{ s}; \qquad (4)$$

δ — grosimea tolelor, cm;

ρ — rezistivitatea materialului, Ωcm;

$\psi\left(\frac{\tau}{T_t}\right)$ — funcţie dată în figura 4 [1].

Curenţii turbionari, după cum reiese din (5), prin pierderile pe care le provoacă, micşorează şi permeabilitatea materialului:

$$\mu_{ef} = \frac{\mu_\Delta}{1 + \varphi\left(\frac{T_t}{\tau}\right)} \text{ (Gs/Oe)}, \qquad (5)$$

unde:

μ_{ef} este permeabilitatea efectivă în regim de impulsuri;

$\varphi\left(\frac{T_t}{\tau}\right)$ — funcţie dată în figura 5 [1].

Pentru micşorarea acestor pierderi se folosesc materiale cu rezistivitate mare, confecţionate din tole foarte subţiri (circa 0,05 mm), izolate între ele, sau din pulberi fine şi presate.

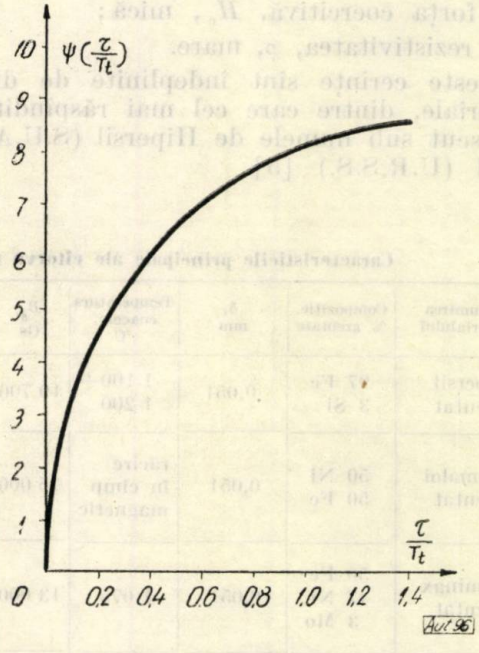


Fig. 4. Funcţia $\psi\left(\frac{\tau}{T_t}\right)$.

Volumul de miez necesar pentru un transformator de impulsuri este dat de formula:

$$V = \frac{4\pi \cdot \tau\, 10^6\, \mu_{ef}}{(\Delta B)^2} \cdot P_{imp} \text{ (cm}^3\text{)}. \qquad (6)$$

Din relaţiile (3) şi (6) se vede că obţinerea unui transformator de impulsuri de volum redus duce la o sporire a pierderilor şi viceversa. De aceea valorile lui μ_{ef} şi ΔB trebuie judicios alese pentru fiecare caz în parte.

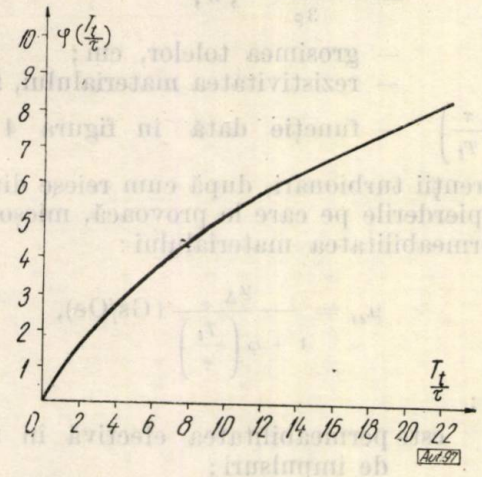


Fig. 5. Funcţia $\varphi\left(\frac{T_t}{\tau}\right)$.

Recapitulînd, materialele magnetice folosite în construcţia *TI* trebuie să aibă:

a) inducţie de saturaţie, B_s, mare;

b) inducţie de remanenţă, B_r, mică;

c) forţa coercitivă, H_c, mică;

d) rezistivitatea, ρ, mare.

Aceste cerinţe sînt îndeplinite de diferite materiale, dintre care cel mai răspîndit este cunoscut sub numele de Hipersil (S.U.A.) sau XBII (U.R.S.S.) [5].

O dată cu larga răspîndire a feritelor, s-a căutat să se elaboreze şi ferite cu caracteristici adecvate pentru transformatoarele de impulsuri.

În tabela 1 sînt comparate cîteva materiale folosite în construcţia transformatoarelor de impulsuri şi a altor transformatoare, care lucrează în domeniul frecvenţelor înalte [3].

Din acest tabel rezultă că materialele magnetice metalice au caracteristici superioare feritelor, cu excepţia rezistivităţii. De aceea, feritele sînt de neînlocuit în domeniul frecvenţelor foarte înalte, unde pierderile prin curenţi turbionari în materialele magnetice metalice devin inadmisibil de mari.

În construcţia *TI* de mare putere, feritele pot fi folosite de asemenea cu succes [4] în cazul că acceptăm o uşoară creştere a dimensiunilor de gabarit în comparaţie cu folosirea miezurilor metalice (pentru aceleaşi puteri ale *TI*). Totodată feritele permit confecţionarea cu uşurinţă a unor miezuri de forma şi dimensiunile dorite, fiind în general mai ieftine decît miezurile metalice.

Feritele care se pretează cel mai bine pentru folosirea lor ca miezuri pentru *TI* sînt cele pe bază de oxizi de Mn şi Zn, cunoscute sub denumirile de MII şi Oxifer — M în U.R.S.S., Ferroxcube II în S.U.A., Ferroxcube A în Anglia şi Fermalite în Franţa [5]. În tabela 2 sînt date cîteva performanţe ale feritelor sovietice de tipul Oxifer — M [5].

Partea experimentală a lucrării a constat în punerea la punct a metodelor şi utilajului pentru determinarea caracteristicilor miezurilor de ferită necesare pentru proiectarea transformatoarelor de impulsuri de mare putere. Măsurătorile au fost făcute pentru cîteva tipuri de ferite existente în I.F.A.

După cum s-a amintit mai sus, din ciclul static de histerezis putem determina mărimile: B_s, H_s, B_m, H_m, B_r, H_c şi μ_Δ şi putem spune dacă materialul este sau nu adecvat pentru lucrul în impulsuri. Pentru *TI* de mare putere se folosesc materiale cu raportul: $\frac{B_r}{B_s} \leqslant 0{,}65$ şi $H_c \leqslant 0{,}5$ Oe.

Tabela 1

Caracteristicile principale ale cîtorva materiale magnetice folosite în tehnica frecvenţelor înalte

Denumirea materialului	Compoziţie, % greutate	δ, mm	Temperatura coacere, °C	B_s, Gs	H_s, Oe	μ_{max}, Gs/Oe	H_c, Oe	B_r, Gs	B_m, Gs	B_r/B_s	ρ, μΩ cm	γ, g/cm³	Observaţii
Hipersil orientat	97 Fe 3 Si	0,051	1 100÷ 1 200	19 700	800	12 200	0,4	12 700	15 000	0,64	45	7,65	
Permaloi orientat	50 Ni 50 Fe	0,051	răcire în cîmp magnetic	15 000	15	125 000	0,08	14 700	15 500	0,95	50	8,25	
Nominax orientat	50 Fe 47 Ni 3 Mo	0,051	1 075	13 000	100	90 000	0,1	12 700	13 400	0,98	65	8,25	
Ferite	$MeFe_2O_4$	pulbere presată	1 000÷ 1 400	4 500	—	3 400	0,04	—	1 000	—	10^5–10^8	4,7	

Tabela 2

Caracteristicile principale ale feritelor sovietice de tipul Oxifer—M

Denumirea feritei	Compoziţie molară			Temperatura coacere, °C	μ_a max, Gs/Oe	B_m	B_r	H_c	Temperatura lucru, °C	γ, g/cm³	Observaţii
	Fe_2O_3	MnO	ZnO			H = 10 Oe					
Oxifer—M—1 000	55,35	30,15	14,5	1 150÷1 270	1 800	3 700	1 100	0,35	180	4,8	Sînt date valori medii
Oxifer—M—2 000	53,8	22,4	13,8	1 300÷1 270	3 500	5 000	1 400	0,2	180	4,8	
Oxifer—M—3 000	53	26,2	20,8	1 300÷1 360	6 000	3 500	1 500	0,15	120	5,0	
Oxifer—M—4 000	53	26,2	20,8	1 300÷1 380	7 000	4 500	1 300	0,1	120	5,0	
Oxifer—M—6 000	53	26,2	20,8	1 360÷1 400	9 000	4 700	1 200	0,1	120	5,1	

Ridicarea ciclului static de histerezis am făcut-o pentru cinci tipuri de ferită de formă toroidală, prin metoda galvanometrului balistic [3], variind în trepte curentul de magnetizare. Valorile lui H şi B se calculează cu ajutorul relaţiilor :

$$H = \frac{0{,}4\,\pi\,W_1}{l_m} I \text{ (Oe)}; \tag{7}$$

$$B = \sum_1^n \delta B \text{ (Gs)}; \tag{8}$$

$$\delta B = \frac{C \cdot \alpha}{S \cdot W_2} \text{ (Gs)}, \tag{9}$$

unde :

W_1 este numărul de spire din înfăşurarea primară de magnetizare;
W_2 — numărul de spire din înfăşurarea secundară de măsură;
l_m — lungimea medie a liniilor de forţă în miez, cm;
S — secţiunea miezului, cm²;
I — curentul de magnetizare, A;
δB — variaţia inducţiei magnetice la o variaţie ΔH a intensităţii cîmpului magnetic;
C — constanta galvanometrului balistic, Gs.cm²/mm;
α — deviaţia spotului galvanometrului, mm.

Ferita cu caracteristici apropiate de cele cerute pentru transformatoarele de impulsuri a fost cea de tipul Manifer—5. Pentru această ferită s-a ridicat ciclul static de histerezis pentru două miezuri de dimensiuni geometrice foarte apropiate, unul toroidal şi altul format din două C-uri cu un întrefier de 1,5 mm. Ciclurile statice de histerezis pentru ambele cazuri sînt

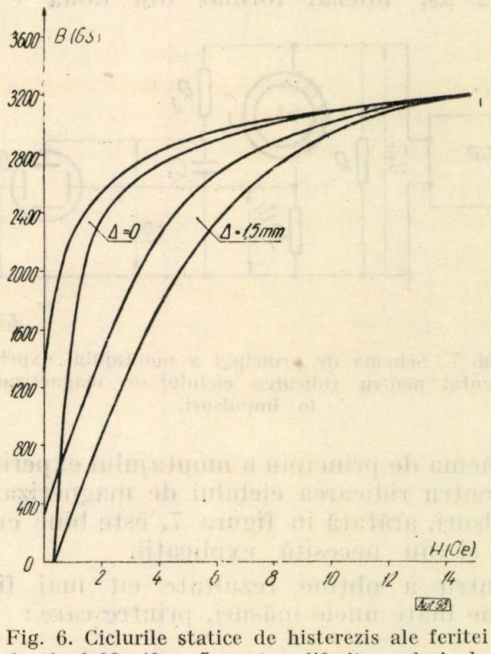


Fig. 6. Ciclurile statice de histerezis ale feritei de tipul Manifer—5 pentru diferite valori ale întrefierului Δ.

arătate în figura 6, iar dimensiunile geometrice şi caracteristicile rezultate din măsurători — în tabela 3.

Tabela 3

Dimensiunile miezurilor de Manifer—5 şi datele rezultate din prelucrarea curbelor din figura 6

Tipul feritei	S, cm²	l_m, cm	V, cm²	Δ, mm	B_s Gs	H_s Oe	B_m, Gs	H_m, Oe	B_r, Gs	H_c Oe	B_r/B_s	$\Delta B = B_m - B_r$, Gs	μ_Δ, Gs/Oe
Manifer—4	1,99	21,35	42,5	0	~3 500	~50	3 100	10	1 300	0,4	0,37	1 800	180
Manifer—5	1,96	24,95	49	1,5	~3 500	~50	3 200	15	300	0,4	0,086	2 900	193

Din tabela 3 rezultă că torul de Manifer—5 are un raport $\frac{B_r}{B_s}$ mic şi poate fi folosit ca miez pentru *TI*. Prin practicarea întrefierului s-a mărit mult ΔB şi în acelaşi timp a crescut uşor şi μ_Δ, de unde tragem concluzia că în construcţia *TI* pe baza acestei ferite procedeul este avantajos.

În afară de valoarea lui ΔB, pentru calculul transformatorului de impulsuri este necesară şi cunoaşterea permeabilităţii efective a materialului. Relaţiile (4) şi (5) ne arată că μ_{ef} depinde de mai mulţi factori : μ_Δ, τ, ρ, δ. La rîndul său, μ_Δ am văzut că depinde de întrefierul Δ practicat în miez. Pentru un anumit exemplar de miez, mărimea δ, în cazul feritelor, este constantă; iar ρ, la o temperatură invariabilă, este de asemenea constantă.

În cele ce urmează am ridicat ciclurile de magnetizare în impuls pentru diferite valori ale lui τ (1 μs, 2 μs, 4 μs) şi întrefier (Δ) constant (miezul toroidal, $\Delta = 0$) şi pentru diferite valori ale lui Δ şi durata impulsului constantă ($\tau = 2$ μs, miezul format din două *C*-uri).

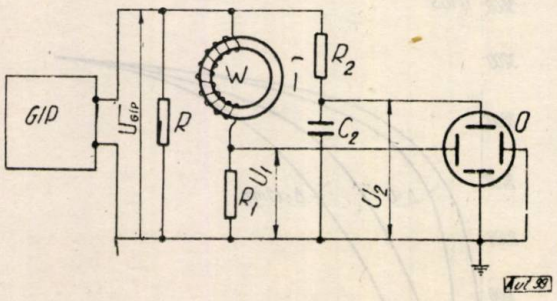


Fig. 7. Schema de principiu a montajului experimental pentru ridicarea ciclului de magnetizare în impulsuri.

Schema de principiu a montajului experimental pentru ridicarea ciclului de magnetizare în impulsuri, arătată în figura 7, este bine cunoscută şi nu necesită explicaţii.

Pentru a obţine rezultate cît mai fidele, trebuie luate unele măsuri, printre care :

1) palierul impulsului de tensiune al GIP să nu scadă către sfîrşitul impulsului cu mai mult de 5% [GIP trebuie să lucreze pe o sarcină neinductivă adaptată (R), care să disipe 90% din putere];

2) montajul să aibă capacităţi parazite minime (conexiuni scurte şi suficient distanţate între ele şi faţă de masa montajului);

3) elementele circuitelor de măsură R_1, R_2, C_2 să fie liniare şi neinductive;

4) tensiunile culese, U_1 şi U_2, să se aplice direct pe plăcile deflectoare ale osciloscopului.

Principalele date referitoare la montajul experimental sînt arătate în tabela 4. GIP furnizează impulsuri de formă dreptunghiulară cu durata frontului egală cu $0{,}1\tau$.

Puterea necesară încercării miezului se determină din formulele :

$$P_{miez} = \frac{V \cdot (\Delta B)^2 \cdot 10^{-7}}{4\pi \mu_{ef} \cdot \tau} \text{ (W)} \qquad (10)$$

$$P_{GIP} \geqslant 5 P_{miez} \qquad (11)$$

iar tensiunea necesară din relaţia :

$$U_{GIP} = 10^{-8} \cdot W \cdot S \cdot \Delta B/\tau \text{ (V)} \qquad (12)$$

Pentru ca încercările să aibă loc în aceleaşi condiţii [2] şi pentru a putea compara cu uşurinţă curbele fotografiate de pe osciloscop, valorile elementelor circuitelor de măsură au fost astfel calculate, încît rapoartele : $\frac{W}{R_1}$; $\frac{R_2 C_2}{\tau}$ şi $\frac{X_{C2}}{R_2}$ să rămînă constante în toate cazurile. Osciloscopul a fost calibrat cu o tensiune de 100 V, iar deviaţia spotului fotografiată şi mărită de acelaşi număr de ori ca şi celelalte oscilograme.

Datele obţinute după prelucrarea fotografiilor pe baza formulelor :

$$H = \frac{0{,}4\pi W}{l_m \cdot R_1} \cdot U_1 \text{ (Oe)} \qquad (13)$$

$$B = \frac{10^8 \cdot R_2 C_2}{W \cdot S} \cdot U_2 \text{ (Gs)} \qquad (14)$$

sînt înfăţişate grafic în figurile 8 şi 9.

Tabela 4

Datele referitoare la montajul experimental pentru ridicarea ciclului de magnetizare în impulsuri

Denumirea feritei	τ, μs	R, Ω	Z_{GIP}, Ω	U_{GIP}, V	P_{miez}, kW	W, sp	R_1, Ω	R_2, Ω	C_2, F	$\frac{W}{R_1}$, sp/Ω	$\frac{R_2 C_2}{\tau}$	$\frac{X_{C_2}}{R_2}$	f_r, Hz
Manifer—5 miez toroidal	1	100	94	2 680	6,68	75	71	5 000	$7{,}08.10^{-9}$	1,055	35,4	0,45	500
	2	200	188	2 680	3,34	150	148	7 200	$9{,}8.10^{-9}$	1,015	35,3	0,452	500
	4	400	376	2 680	1,67	300	294	10 000	$1{,}42.10^{-9}$	1,015	35,3	0,449	500
Manifer—5 miez din două *C*-uri	2	200	188	4 250	8,2	150	148	7 200	$9{,}8.10^{-9}$	1,015	35,3	0,452	500

Curbele din figura 8 ilustrează dependența dintre μ_{ef} și τ, fiind în deplină concordanță cu teoria, adică o dată cu creșterea duratei impulsului crește și permeabilitatea efectivă a materialului μ_{ef}.

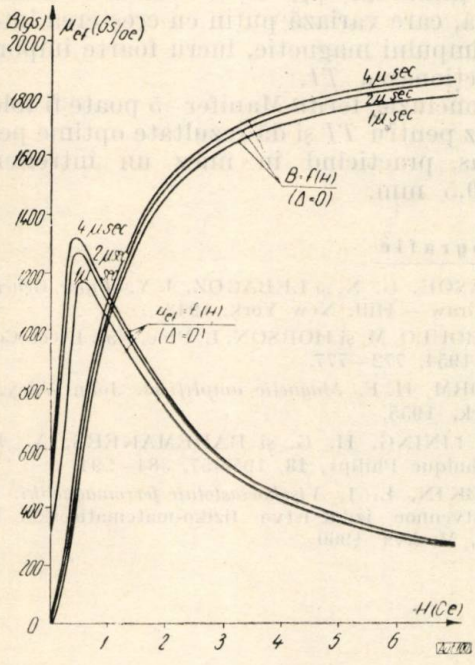


Fig. 8. Caracteristicile de magnetizare în impulsuri ale miezului toroidal de Manifer—5.

În jurul valorii $H=0{,}5$ Oe, curbele $\mu_{ef}=f(H)$ prezintă un maximum care, o dată cu creșterea duratei impulsului, se deplasează ușor

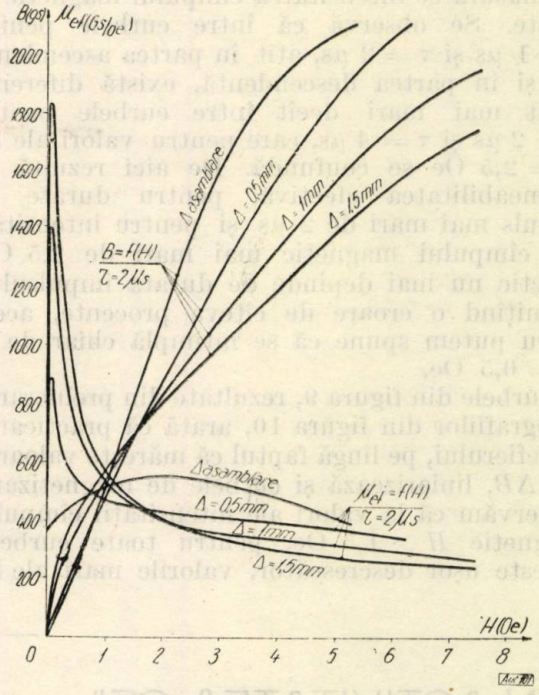


Fig. 9. Caracteristicile de magnetizare în impulsuri ale miezului de Manifer—5 cu întrefier.

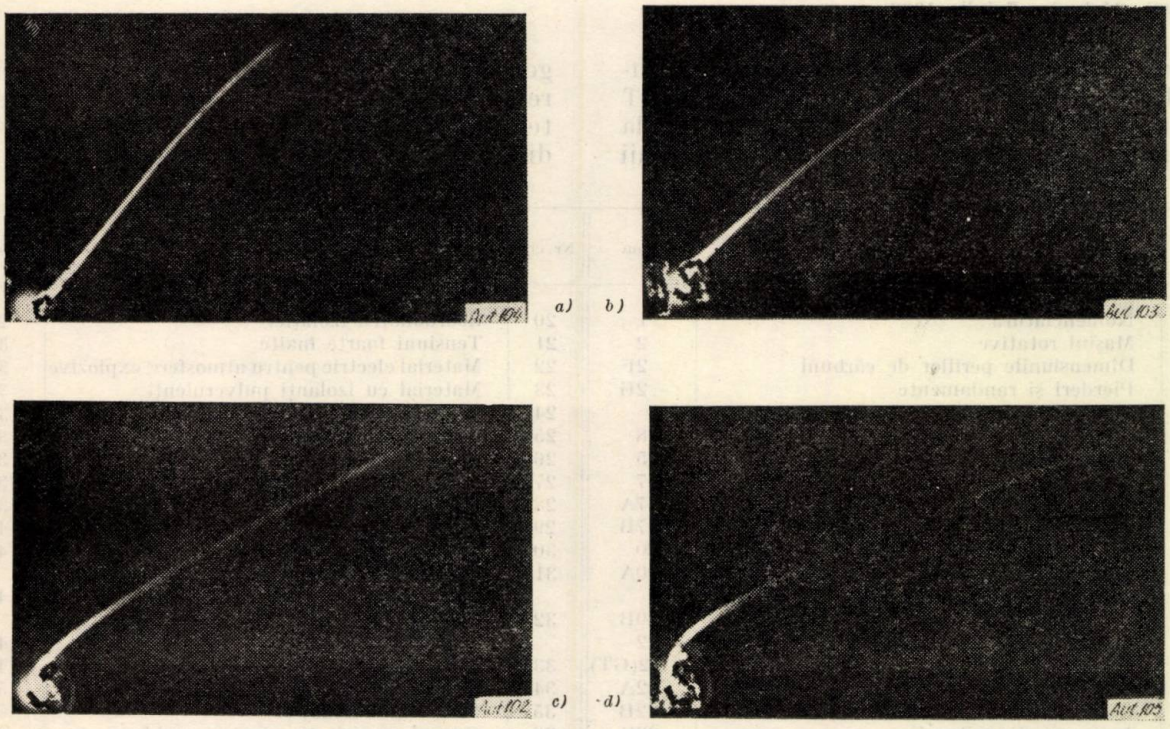


Fig. 10. Fotografiile ciclurilor de magnetizare în impulsuri ale miezului de Manifer—5 pentru diferite valori ale întrefierului Δ, obținute pe osciloscop:

a) Δ de asamblare; *b*) Δ = 0,5 mm;
c) Δ = 1 mm; *d*) Δ = 1,5 mm.

spre valorile mici ale lui H. În partea ascendentă, curbele $\mu_{ef} = f(H)$ sînt aproximativ liniare şi se deosebesc între ele foarte pronunţat. În partea descendentă, aceste diferenţe scad pe măsură ce intensitatea cîmpului magnetic H creşte. Se observă că între curbele pentru $\tau = 1$ μs şi $\tau = 2$ μs, atît în partea ascendentă cît şi în partea descendentă, există diferenţe mult mai mari decît între curbele pentru $\tau = 2$ μs şi $\tau = 4$ μs, care pentru valori ale lui $H = 2{,}5$ Oe se confundă. De aici rezultă că permeabilitatea efectivă, pentru durate de impuls mai mari de 2 μs şi pentru intensităţi ale cîmpului magnetic mai mari de 2,5 Oe, practic nu mai depinde de durata impulsului. Admiţînd o eroare de cîteva procente, acest lucru putem spune că se întîmplă chiar de la $H = 0{,}5$ Oe.

Curbele din figura 9, rezultate din prelucrarea fotografiilor din figura 10, arată că practicarea întrefierului, pe lîngă faptul că măreşte valoarea lui ΔB, liniarizează şi curbele de magnetizare. Observăm că la valori ale intensităţii cîmpului magnetic $H > 1{,}5$ Oe, pentru toate curbele, μ_{ef} este uşor descrescător, valorile mari ale lui μ_{ef} corespunzînd valorilor mici ale întrefierului. Valoarea maximă a curbelor lui μ_{ef} se deplasează spre valorile mici ale lui H şi devine din ce în ce mai pronunţată pe măsură ce valoarea întrefierului creşte. Pentru întrefierul de 0,5 mm s-a obţinut un μ_{ef} cu o valoare destul de ridicată, care variază puţin cu creşterea intensităţii cîmpului magnetic, lucru foarte important în funcţionarea *TI*.

În concluzie, ferita Manifer–5 poate fi folosită ca miez pentru *TI* şi dă rezultate optime pentru $\tau = 2$μs, practicînd în miez un întrefier de circa 0,5 mm.

Bibliografie

[1] GLASOE, G. N. şi LEBACQZ, J. V. *Pulse Generators.* McGraw – Hill, New York, 1948.

[2] GEROULO, M. şi HOBSON, L. Proc. Nat. Elect. Confer., **10**, 1954, 772–777.

[3] STORM, H. F. *Magnetic amplifiers.* John Wiley, New York, 1955.

[4] BRUIJNING, H. G. şi RADEMAKERS, A. Revue Technique Philips, **18**, 1956/57, 384–394.

[5] RABKIN, L. I. *Visokociastotnie ferromagnetiki.* Gosudarstvennoe izdat lstvo fiziko-matematiceskoi literaturî, Moskva 1960.

DIN ACTIVITATEA CEI

Cea de-a XXVII-a Reuniune Generală a CEI

Bucureşti, 24 iunie–7 iulie 1962

Comitetul Electrotehnic Romîn (CER) comunică lista provizorie a comitetelor tehnice CT ale CEI care, după datele ce stau în prezent la dispoziţie, vor ţine şedinţe în cadrul Reuniunii generale de la Bucureşti. Întreprinderile cointeresate, inginerii şi tehnicienii pot consulta materialul care se va discuta în aceste şedinţe la sediul CER, OSS, str. Constantin Mille nr. 6, et. I.

Nr. crt.	Comitete tehnice	Semn	Nr. crt.	Comitete tehnice	Semn
1	Nomenclatură	1	20	Coordonarea izolaţiei	28
2	Maşini rotative	2	21	Tensiuni foarte înalte	30
3	Dimensiunile periilor de cărbuni	2F	22	Material electric pentru atmosfere explozive	31
4	Pierderi şi randamente	2G	23	Material cu izolanţi pulverulenţi	31B
5	Tensiuni şi curenţi normali; frecvenţe normale	8	24	Materiale electrice cufundate în ulei	31E
6	Materiale izolante	15	25	Condensatoare de putere	33
7	Aparataj de întrerupere	17	26	Pile	35
8	Aparataj de înaltă tensiune	17A	27	Izolatoare	36
9	Aparataj de joasă tensiune	17B	28	Descărcătoare	37
10	Cabluri electrice	20	29	Relee de protecţie	41
11	Cabluri izolate cu hîrtie	20A	30	Tehnica încercărilor la înaltă tensiune	42
12	Cabluri de joasă tensiune izolate cu cauciuc	20B	31	Cabluri, fire şi ghiduri de undă pentru echipament de telecomunicaţie	46
13	Convertizoare statice de putere	22	32	Cabluri pentru frecvenţe radioelectrice şi dispozitive-accesorii	46A
14	Grupul de lucru al CT 22	22(GT)	33	Cabluri şi fire pentru joasă tensiune	46C
15	Convertizoare cu vapori de mercur	22A	34	Frigidere pentru uz casnic	54 exp.
16	Convertizoare cu semiconductoare	22B	35	Sîrmă de bobinaj	55
17	Ignitroni şi excitroni	22C	36	Grupul consultativ pentru probleme de securitate	APSM
18	Mărimi şi unităţi electrice şi magnetice	24	37	Comitet de acţiune	C.A.
19	Simboluri literale şi semne convenţionale	25	38	Consiliu	

REFERATE

LUI-IN-SIAN. **Analiza sistemelor automate care lucrează cu cod unitar.** Avtomatika i telemehanika, V.**XXII,** nr. 10, 1961, p. 1332—1339.

Se definesc sistemele automate cu cod unitar.

Se arată că aceste sisteme au o largă răspîndire, dar că dinamica lor a fost puţin studiată deoarece metodele de analiză şi sinteză pentru sistemele discrete cunoscute nu sînt valabile pentru sistemele automate cu cod unitar.

Autorul indică o metodă de analiză a acestor sisteme, pe baza cărora ele pot fi analizate identic cu sistemele continue avînd elemente echivalente neliniare. Se prezintă o metodă de analiză a preciziei acestor sisteme, demonstrată pe un exemplu concret.

Se dau recomandări privitor la ridicarea preciziei acestor sisteme.

I. Ş.

KRUG, G. K., LEŢKII, E. K. **Automat autoinstruibil pe bază de tabulare.** Avtomatika i telemehanika, V.**XXII,** nr. 10, 1961, p. 1360—1366.

Se studiază problema găsirii funcţionării optime a unor procese tehnologice complicate, a căror descriere matematică este necunoscută.

Este formulată problema generală a conducerii optime a unui proces tehnologic complex. Se arată particularităţile acestui proces din punctul de vedere al conducerii lui optime.

Autorii prezintă cîteva idei asupra realizării automatului autoinstruibil, prezentînd şi o schemă-bloc a acestuia în cazul funcţionării lui pe bază de tabulare. Acest automat strînge informaţii despre proces, în regimul lui de exploatare normală, şi — prelucrînd aceste informaţii — prezintă operatorului punctele de funcţionare ale parametrilor reglabili ai procesului, pentru ca acesta să fie optim.

Se prezintă un calcul aproximativ al timpului necesar pentru instruirea automatului.

I. Ş.

BÎKOV, I. M. **Generator de zgomot cu fluctuaţii pentru cercetarea obiectelor pentru reglare de frecvenţe infrajoase.** Avtomatika i telemehanika, **V. XII,** nr. 10, 1961, p. 1367—1372.

Se arată importanţa acestor generatoare în calculul statistic al sistemelor automate, precum şi cerinţele faţă de aceste generatoare.

Se prezintă pe scurt schemele unor asemenea generatoare realizate anterior şi sînt analizate avantajele şi dezavantajele acestor scheme. Aceste generatoare nu pot să facă faţă complet cerinţelor.

Autorul descrie un nou generator de acest fel, care — spre deosebire de cele realizate anterior — are ca generator de zgomot o sursă radioactivă de putere foarte mică.

Acest generator permite obţinerea unui zgomot staţionar cu densitate spectrală constantă în banda de frecvenţă necesară pentru obiecte cu constante de timp foarte mari.

I. Ş.

KLIMOVIŢKII, M. D., KORNILOV, R. V. **Experienţa utilizării regulatoarelor extremale la cuptorul de încălzire a slabului.** Priborostroenie, nr. 11, 1961, p. 8—9.

Se prezintă o nouă utilizare a regulatoarelor extremale în domeniul lor consacrat—optimizarea consumului de combustibil.

Se arată că factorul după care trebuie făcută, în acest caz, reglarea extremală a coeficientului de aer în amestecul de combustibil şi aer trebuie să fie temperatura în cuptor.

Prezintă importanţă concluzia că coeficientul de aer în amestec este acelaşi pentru atingerea temperaturii maxime în toate zonele cuptorului.

Se prezintă schema de conducere a regimului termic optimal al cuptorului întrebuinţînd regulatoare extremale.

Pe scurt, concluziile care reies din articol sînt:

1) utilizarea regulatorului extremal în acest caz este binevenită;

2) economiile de combustibil sînt de 6—12% la aceeaşi productivitate a cuptorului.

I. Ş.

ZASLAVSKII, I. I. **Sisteme autoadaptive pentru căutarea automată a regimului cu unghiul de înclinaţie al tangentei dat.** Priborostroenie, nr. 11, 1961, p. 11—15.

Asemenea sisteme se utilizează pentru căutarea regimului optimal de funcţionare a obiectelor chimice.

Este prezentat algoritmul pe care trebuie să-l realizeze sistemul autoadaptiv pentru căutarea regimului cu unghiul de inclinaţie al tangentei dat şi schema care va realiza acest algoritm. Sînt date indicaţii pentru construirea acestei scheme.

Avantajul schemei constă în faptul că, după atingerea maximului, nu există oscilaţii în jurul punctului de funcţionare optimală.

Explorările vor reîncepe numai în momentul în care se înregistrează o derivă a extremului.

Se prezintă diagrama din care reiese funcţionarea acestui sistem la o coloană de rectificare a unui amestec binar.

I. Ş.

KOZLOV, M. P., KRASSOV, I. M. **Determinarea caracteristicilor dinamice ale elementului de conducere electromecanic.** Priborostroenie, nr. 12, 1961, p. 1—5.

Se arată importanţa elementelor electromagnetice polarizate între convertoarele sistemelor de reglare automată.

Cunoaşterea caracteristicilor dinamice ale acestor elemente prezintă o importanţă deosebită, deoarece probabilităţile dinamice ale servomecanismului depind în mare măsură de calităţile dinamice ale convertorului. Se arată metodele pentru determinarea caracteristicilor dinamice ale convertorului.

Este propusă o metodă analitică simplificată, ale cărei rezultate sînt comparate cu rezultatele determinărilor experimentale, din care rezultă precizia satisfăcătoare a metodei propuse, pentru determinarea rapidă a caracteristicilor dinamice într-o serie de probleme practice.

I. Ş.

VITENBERG, I. M. **Problemele construirii maşinilor de electromodelare pentru conducerea proceselor tehnologice.** Priborostroenie, nr. 12, 1961, p. 11—13.

Se arată schemele existente care realizează căutarea regimurilor optime în instalaţiile tehnologice.

Se arată că există patru metode după care poate fi condus un proces tehnologic pentru a obţine optimul de funcţionare.

Este recomandată soluţia care conţine o maşină analogică pentru procesele care pot fi descrise de ecuaţii diferenţiale de ordinul 6—9.

Se dă schema-bloc a maşinii electronice de calcul analogic destinată să conducă un proces tehnologic cu previziune. Autorul consideră că metoda care merită o atenţie deosebită şi prezintă interes practic este metoda probelor, care poate fi foarte bine realizată cu maşina electronică de calcul analogică.

Se prezintă posibilităţile şi variantele metodei probelor.

Este descrisă pe scurt maşina MN-11 care realizează modelarea sistemelor descrise de ecuaţii diferenţiale neliniare de ordinul 6—9 şi conţine o schemă pentru căutarea regimului optim.

I. Ş.

IMAS, A. A., ROGOVSKII, A. I. **Indicator extremal.** Priborostroenie, nr. 11, 1961.

Se prezintă un indicator extremal, care — cu ajutorul unor scheme logice relativ simple — permite găsirea punctului extremal al funcţiei transformată în viteza unghiulară a unui traductor.

Se descrie principiul de construcţie şi funcţionare a indicatorului. De asemenea, se prezintă elementele de calcul ale indicatorului.

Acest indicator a fost realizat pentru a alege regimul optimal de lucru al maşinilor miniere.

Sînt arătate caracteristicile indicatorului.

Acest indicator, împreună cu schema logică fără contact, poate fi întrebuinţat în sistemele automate pentru stabilirea vitezei şi pentru controlul şi limitarea acceleraţiei axelor.

În concluzie, se subliniază că utilizarea acestui indicator permite simplificarea multor scheme de reglare şi realizarea de asemenea scheme cu siguranţă în funcţionare.

I. Ş.

SEYERS, V. S., CISTOVA, E. S. **Blocuri tranzistorizate pentru regulatoare PI şi PID.** Priborostroenie, nr. 11, 1961, p. 15—18.

În articol sînt descrise blocurile tranzistorizate pentru regulatoare PI şi PID industriale. Regulatoarele construite pe baza acestor blocuri reprezintă dezvoltarea aparatelor AUS.

Este prezentată schema principială a dispozitivului de reglare fără contact tranzistorizat pentru regulatoare PI cu acordarea automată a parametrilor sistemului de reglare.

În cazul regulatoarelor PID, blocul de acordare îndeplineşte funcţiunea blocurilor de diferenţiere.

Este descrisă funcţionarea blocului amplificatorului proporţional, a blocului de integrare şi a blocului de reacordare a regulatorului.

Se prezintă caracteristicile statice ale acestor blocuri ridicate experimental la variaţii de temperatură pînă la 50°C. În aceste limite de temperatură caracteristicile blocurilor sînt satisfăcătoare.

I. Ş.

RUSCINSKII, V. M. **Determinarea parametrilor pentru acordarea regulatoarelor după caracteristicile de frecvenţă, lărgite, ale obiectului şi regulatorului.** Priborostroenie, nr. 12, 1961, p. 5—7.

La calculul acordării regulatoarelor o utilizare largă a primit metoda caracteristicilor de frecvenţă lărgite.

Se prezintă această metodă în cazul cînd este dată oscilaţia sistemului. Spre deosebire de metoda obişnuită, care utilizează caracteristica de amplitudine şi de fază, metoda prezentată de autor utilizează caracteristicile lărgite reale şi imaginare, ceea ce permite simplificarea metodei de calcul.

Este prezentat un exemplu concret de calcul al acordării unui regulator PI după metoda arătată.

I. Ş.

RECENZII

KAPŢOV, N. A. **Electronica radiofizică** (Radiofiziceskaia elektronika). Izdatelstvo Moskovskovo Universiteta, Moscova, 1960, 562 p., 216 fig.

În legătură cu dezvoltarea impetuoasă — din ultimul deceniu — a electronicii, a crescut considerabil numărul tratatelor de electronică publicate în diferite ţări. Apar mereu noi cărţi referitoare la bazele fizice ale electronicii, urmărind — pe de o parte — să înfăţişeze specialiştilor fundamentul teoretic pe care se înalţă edificiul impunător al realizărilor practice şi — pe de altă parte — să indice eventuale noi direcţii de aplicaţii. Lucrarea, elaborată de un colectiv de autori sub redacţia prof. N. A. Kapţov, prezintă incontestabil un interes deosebit. Ea constituie o expunere sistematică şi cuprinzătoare a celor mai importante probleme ale radioelectronicii moderne, destinată atît fizicianului şi cercetătorului, cît şi inginerului care lucrează în domeniul electronicii.

Capitolul I (Conţinutul electronicii fizice. Electronica vidului înaintat) are un caracter de introducere. Aici se tratează problemele generale ale mişcării particulelor încărcate, efectele sarcinii spaţiale, teoria diodei ideale, bazele funcţionării tuburilor electronice cu grile.

Un domeniu foarte important al electronicii moderne este electronica semiconductoarelor. Sub acest titlu se expun în capitolul II teoria nivelurilor şi benzilor energetice, distribuţia electronilor după energii, proprietăţile electrice şi fotoelectrice ale semiconductoarelor, fenomenele de contact la limita de separaţie între un metal şi un semiconductor, teoria redresării la elementele semiconductoare cu joncţiuni şi cu contacte punctiforme, bazele teoriei tranzistoarelor.

În capitolul III (Electronica catodică) sînt discutate procesele de emisie electronică şi ionizare superficială la electrozii tuburilor electronice. Autorii insistă asupra fenomenelor fizice şi legilor diferitelor tipuri de emisii în cazul metalelor, semiconductoarelor şi dielectricilor, scoţînd în evidenţă efectele cîmpurilor acceleratoare ale păturilor activante şi ale cîmpurilor „insulare" ; pe această bază se arată proprietăţile şi aplicaţiile catozilor de diferite tipuri. Se tratează procesele formării ionilor pozitivi la suprafaţa catodului şi anodului, precum şi problemele efectului fotoelectric.

Un loc important a fost alocat electronicii frecvenţelor ultraînalte (cap. IV), prezentîndu-se ecuaţiile diferenţiale ale electrodinamicii, proprietăţile cavităţilor rezonante şi a ghidurilor de undă, funcţionarea tuburilor speciale : clistroare, tuburi cu undă progresivă, magnetroane.

Capitolul V (Optica electronică) conţine analiza cazurilor caracteristice de mişcare a particulelor elementare în cîmpuri electrice şi magnetice. Plecînd de aici se dezvoltă teoria lentilelor şi oglinzilor electronice, precum şi problemele aberaţiei geometrice şi cromatice. Apoi se expun pe scurt caracteristicile şi proprietăţile osciloscoapelor catodice, ale convertizoarelor electrono-optice, ale tuburilor de televiziune şi ale microscoapelor electronice.

În capitolul VI (Formarea descărcărilor electrice în gaze) sînt studiate particularităţile mişcării electronilor în medii gazoase, difuzia şi mobilitatea particulelor electrice în gaze, caracteristicile descărcărilor autonome şi neautonome.

Plasma descărcărilor în gaze este tratată în capitolul VII, insistîndu-se asupra metodei sondelor în studiul proceselor din plasmă şi asupra teoriei coloanei pozitive omogene şi stratificate.

Capitolul VIII (Diferite tipuri de descărcări electrice în gaze şi rolul lor în radio şi alte domenii ale tehnicii) se referă la caracteristicile descărcărilor luminescente, în arc şi corona, pe care se bazează funcţionarea diferitelor tuburi cu gaz. Ultimele paragrafe tratează problemele şi aplicaţiile descărcărilor de înaltă frecvenţă.

În tot cuprinsul cărţii, autorii descriu şi metodica utilizată în studierea fenomenelor fizice din domeniul electronicii (efectul fotoelectric, emisia secundară, ionizarea de volum etc.), ceea ce este de mare folos pentru experimentator. Pe de altă parte, expunerea fiecărui fenomen important este, în general, completată prin indicaţii referitoare la aplicaţiile tehnice corespunzătoare ; în acest mod sînt prezentate multiplicatoarele fotoelectronice, tuburile cu catod de mercur, tiratroanele şi altele.

Materialul este expus la un nivel teoretic înalt, însă fără a se face abuz de matematică. Instrumentul matematic este subordonat scopului de a prezenta cît mai limpede şi mai concis fenomenele fizice ; de remarcat că ori de cîte ori calculul analitic pare autorilor prea greoi sau insuficient, putînd masca esenţa fenomenelor în dosul unor formule excesiv de complicate, ei preferă să trateze numai aspectul fenomenologic al proceselor. Acest mod de tratare face ca lucrarea, deşi riguroasă din punct de vedere ştiinţific, să poată fi urmărită fără dificultăţi. De aceea, ea constituie nu numai un îndreptar preţios pentru specialişti dar chiar şi un excelent manual pentru studenţi.

Cartea va fi, desigur, primită cu interes de toţi cei cărora le este necesară o introducere în electronica fizică sau doresc să aprofundeze diferite probleme din acest domeniu, precum şi de lucrătorii din ramurile legate de aplicaţiile tehnice şi ştiinţifice ale electronicii.

M. B.

SEIFERT, W. W., STEEG, C. W. **Tehnica sistemelor automate** (Control Systems Engineering). Mc. Graw-Hill, New York, 1960, p. 964.

Teoria reglării automate s-a dezvoltat în mod deosebit în ultimii ani, pentru rezolvarea problemelor puse fiind necesare mijloace matematice dintre cele mai perfecţionate. Expunerea bazelor matematice ale teoriei moderne a reglajului automat, iată sarcina deosebit de importantă, pe care autorii lucrării au reuşit să o realizeze în cadrul acestui volum, la un înalt nivel ştiinţific.

Lucrarea conţine în total 17 capitole. Primele două capitole au un caracter introductiv, expunînd clasificarea sistemelor automate şi formulînd problemele generale de tratare matematică a acestor sisteme.

În capitolul 3 se tratează ecuaţiile diferenţiale ordinare şi metodele lor de rezolvare, ecuaţii de ordinul întîi şi de ordin superior, ecuaţii liniare cu coeficienţi constanţi, ecuaţii liniare cu coefienţi variabili în timp, ecuaţii neliniare de ordinul al doilea şi de ordin superior.

Capitolul 4 conţine noţiunile fundamentale privind tratarea matematică a sistemelor liniare. Se expun principiul superpoziţiei utilizat la formularea generală a răspunsului sistemelor liniare, principiul reprezentării în domeniul frecvenţelor şi proprietăţile transformatei Fourier, precum şi transformata Laplace unilaterală şi bilaterală, ca şi formularea răspunsului sistemelor liniare pe aceste baze.

În capitolul 5 se introduc noţiunile privitoare la sistemele cu reacţie, prezentîndu-se metodele analitice şi grafoanalitice de tratare şi problemele de stabilitate.

Capitolul 6 tratează metodele materiale de calcul şi utilizarea lor la rezolvarea ecuaţiilor diferenţiale ordinare, iar capitolul 7 prezintă metodele de analiză numerică ; metoda de interpolare polinominală, metodele numerice de diferenţiere şi integrare, rezolvarea sistemelor de ecuaţii diferenţiale şi calculul determinanţilor, precum şi metodele de rezolvare numerică a ecuaţiilor neliniare.

În capitolul 8 se prezintă tehnica calculului analogic şi utilizarea lui la rezolvarea ecuaţiilor diferenţiale ordinare liniare, precum şi a celor neliniare.

Capitolul următor este dedicat tratării ecuaţiilor integrale liniare. După o parte introductivă, în care se insistă asupra utilizării metodei ecuaţiilor integrale în rezolvarea problemelor sistemelor automate, se prezintă ecuaţiile integrale ale lui Volterra şi ale lui Fredholm, precum şi metodele lor de rezolvare.

În capitolul 10 se prezintă bazele teoriei statistice a sistemelor automate : noţiunile fundamentale privind probabilitatea, funcţiile continue de probabilitate, proprietăţile mediilor variabilelor întîmplătoare, precum şi analiza semnalelor întîmplătoare în sistemele liniare.

Capitolul 11 tratează aplicaţiile tehnice ale teoriei statistice : funcţiile de distribuţie (binomială, Poisson, Gauss, Rayleigh etc.), metoda prezentării datelor şi analiza distribuţiilor, precum şi metoda celor mai mici pătrate.

În capitolul 12 se tratează problema fundamentală a optimalizării sistemelor liniare. Se analizează sistemele liniare cu parametrii variabili în timp, formularea matematică a problemei optimalizării liniare şi metoda generală de rezolvare, determinarea sistemului optim pe baza soluţiei generale a problemei, precum şi optimalizarea prin minimalizarea erorii în cazul anumitor constrîngeri.

Următoarele două capitole ale lucrării sînt dedicate metodelor de analiză a sistemelor neliniare. În capitolul 13 este prezentată metoda de analiză a sistemelor în spaţiul fazic, ilustrată prin numeroase exemple, iar în capitolul 14 este prezentată metoda bilanţului armonic şi utilizarea ei la tratarea unor sisteme neliniare.

Capitolul 15 este dedicat metodelor de sinteză directă în domeniul timpului a sistemelor automate, iar capitolul 16 conţine analiza sistemelor discrete şi răspunsul lor în regim tranzitoriu şi la perturbaţii statistice.

Ultimul capitol al lucrării tratează teoria gamelor şi utilizarea acestei teorii în teoria generală a sistemelor automate.

Prin materialul deosebit de interesant, tratat la un nivel ştiinţific ridicat, lucrarea constituie una dintre cele mai complete cărţi de referinţă cu privire la bazele matematice ale teoriei sistemelor automate.

Gh. R. I.

Reglarea automată şi tehnica calculului, (Avtomaticeskoe Upravlenie i vîcislitelnaia tehnika), v. 4. Maşghiz, Moscova 1961, 384 p.

Acest volum constituie cel de-al patrulea din seria de monografii editată de Maşhgiz-Moscova, cu privire la problemele moderne de teorie a reglării automate. Volumul 4 conţine o serie de articole privind problemele de teoria reglării automate şi tehnica calculului, dezbătute în cadrul seminarelor speciale organizate la Institutul Bauman-Moscova. Volumul conţine în total 11 articole.

În articolul lui Krassovski se tratează unele probleme privind teoria şi principiul căutării extremului în sistemele de reglare extremală şi se examinează metodele de analiză ale dinamicii sistemelor extremale complexe, cu funcţionare continuă.

Articolul lui Jurkevici expune problema funcţionării regulatoarelor extremale cu convertizor dinamic al semnalului de intrare, iar următorul articol — al lui Solodovnikov şi Matveev — tratează metoda generală de determinare a funcţiei de transfer optimale şi sinteza reţelelor corectoare, pentru sistemele discrete.

În articolul lui Satalov se expun metodele de transformare pentru studiul sistemelor de ecuaţii diferenţiale liniare cu parametri variabili pe baza principiului algebrizării ecuaţiilor diferenţiale.

Articolul lui Vasilenko examinează sistemele de reglare automată invariante, cu parametri variabili, în prezenţa mărimilor de comandă şi a mărimilor perturbatoare (înţelegînd prin aceasta nu numai acţiunile unor mărimi perturbatoare exterioare, ci şi variaţiile parametrilor sistemului).

Următorul articol al lui Iablokov este dedicat metodelor de determinare a parametrilor filtrelor corectoare, utilizînd operatori de transformare (direcţi şi inverşi), ceea ce permite tratarea filtrelor corectoare fără a se cunoaşte funcţia de transfer discretă şi, totodată, în cazul sistemelor foarte complicate, studierea pe baza dispozitivelor de modelare.

Următoarele trei articole ale lucrării sînt destinate problemelor comenzii după program a maşinilor unelte.

În articolul lui Anisimov se expune metodica de programare a problemelor privind prelucrarea detaliilor, ţinînd seamă de factorii tehnologici şi constructivi.

Articolul lui Golubkin şi Belov expune problemele de automatizare a maşinilor unelte cu ajutorul dispozitivelor electronice de calcul.

În articolul lui Everev se expun problemele constructive privind un nou tip de traductor fotoelectric de deplasare, pentru controlul poziţiei dispozitivelor de lucru ale maşinilor-unelte, lucrînd într-un sistem de comandă automată după program.

În articolul lui Smirnov şi Madvedov se studiază problemele actuale privind stabilizarea vitezei de rotaţie a arborelui unui dispozitiv de acţionare, prin utilizarea unei maşini de calcul specializate, în care drept dispozitiv de memorizare se foloseşte un tambur magnetic.

În ultimul articol, al lui Nelepin, se tratează dinamica sistemelor de reglare considerînd frecarea coulombiană în angrenajul cu servomotorul şi neglijînd forţele de inerţie ale dispozitivului de reglare.

Problemele conţinute în această culegere de articole sînt deosebit de moderne şi tratate la un nivel ştiinţific ridicat, ceea ce determină valoarea lucrării în ansamblul ei.

Gh. R. I.

NASLIN, P. **Principiile calculatoarelor numerice automate**, Ed. Dunod, 1960 (tradus în limba germană : VDI-Verlag. Düsseldorf, 1961).

Cartea lui Naslin constituie o introducere în problema calculatoarelor electronice numerice, dînd indicaţii privind principiile de lucru şi de alcătuire a acestor calculatoare. Cartea cuprinde două părţi : „Organizarea logică a unui calculator numeric" şi „Tehnica calculatoarelor numerice". Exemplele de circuite cu relee se referă, în special, la un calculator numeric de demonstraţie (CODA) construit sub îndrumarea autorului.

În prima parte sînt indicate elementele de bază privind structura logică şi programarea calculatoarelor numerice. Se dau indicaţiile de bază privind codul dual şi octal, circuitele

logice de bază, părţile principale şi succesiunile de operaţii dintr-un calculator numeric, programare (cu două exemple de programe referitoare la : calculul valorii absolute, sumări, numărul maxim al unui şir, sortarea unui şir, produsul a două numere pozitive sau algebrice, produsul scalar, împărţirea algebrică). Se presupune cazul unui calculator cu virgulă fixă.

În a doua parte se descriu principial circuitele logice pe bază de tuburi electronice, tranzistoare, ferite, circuite ferorezonante, parametroni şi clistroni. De asemenea, se descriu principial memoriile şi circuitele de întîrziere cele mai utilizate. Se dau exemple principiale de alcătuire a circuitelor cu multivibratoare bistabile (numărătoare, registre, acumulatoare).

Se dau în plus indicaţii referitoare la calculatoare care lucrează în cod zecimal, cum şi unele scurte indicaţii privind întreţinerea şi exploatarea.

Cartea se caracterizează printr-o expunere sistematică şi concisă, care presupune că cititorul este întrucîtva familiarizat cu problema calculatoarelor numerice. Astfel, într-un volum destul de redus (160 pagini), autorul reuşeşte să expună principalele probleme tehnice şi să se dea cititorului o primă vedere de ansamblu asupra calculatoarelor numerice. Totuşi, se face simţită lipsa descrierii (într-o a treia parte) a unor calculatoare numerice realizate de diverse firme constructoare, precum şi a principalelor dispozitive de intrare şi ieşire, ceea ce ar permite cititorului formarea unei vederi de ansamblu privind cele două categorii principale de echipamente : prelucrarea informaţiilor şi conducerea automată a producţiei.

N. C.

TETERICI N. M., **Generator de zgomot,** Gosenergoizdat, Moscova-Leningrad, 1961, 184 p., 82 fig., 25 ref. bibl.

Una dintre cele mai importante probleme ale electronicii şi totodată ale telecomunicaţiilor actuale este aceea a zgomotului.

Studiile referitoare la zgomot se situează în domenii foarte diferite : teoria corpului solid, teoria informaţiei, măsurări. Lucrarea îşi propune în principal să descrie generatorii de zgomot ; ea prezintă însă şi o serie de date referitoare la aspectele teoretice ale problemei, dat fiind caracterul special al problemelor legate de zgomot.

Cartea este formată dintr-o introducere şi patru capitole, cărora li se adaugă două anexe.

În introducere se dau unele informaţii generale despre zgomot, după care se face o clasificare a generatorilor de zgomot, prezentîndu-se şi schema lor funcţională.

Primul capitol al cărţii tratează fluctuaţia de amplitudine şi de energie în spectrul zgomotului. După cum este şi normal, se recurge la un aparataj matematic mai complex, legat de calculul probabilităţilor. Se prezintă cu această ocazie noţiunile de bază privind teoria zgomotului. Nivelul tratării nu depăşeşte însă niciodată bagajul de cunoştinţe prevăzut în programa analitică pentru institutele tehnice superioare.

Capitolul al doilea studiază sursele primare de zgomot. Aici se situează sursele termice care produc zgomot datorită faptului că există o agitaţie termică a electronilor. Se determină rezistenţa echivalentă de zgomot şi se studiază utilizarea rezistenţelor ca surse-etalon de zgomot. Tot aici se studiază şi zgomotul produs de rezistenţele nebobinate. Se abordează studiul radiaţiei termice în domeniul frecvenţelor de radio, zgomotul de fluctuaţie în tuburile electronice, insistîndu-se asupra diodelor cu vid şi cu gaze. Paragrafe speciale se rezervă tiratronului, tubului cu descărcări în gaze, stabilizatoarelor de tensiune cu gaze şi fotomultiplicatoarelor.

Cel de-al treilea capitol se intitulează „Unele probleme de calcul şi scheme de generatoare de zgomot". Se trec în revistă o serie de probleme privind amplificatoarele de tensiune de zgomot, amplificatoarele de putere de zgomot, diodele generatoare de zgomot şi diodele cu semiconductoare, ca generatoare de zgomot. În legătură cu aceste chestiuni se dau o serie de scheme principiale privind generatoarele de zgomot.

După aceea, se trece la generatoarele-etalon, emiţîndu-se în primul rînd o serie de consideraţii teoretice generale, după care se dau şi cîteva scheme-bloc.

Ultimul capitol se ocupă de măsurarea zgomotului. Se dau schemele de principiu ale metodelor, prezentîndu-se şi teoria respectivă.

În primul rînd se studiază metoda de comparaţie ; apoi se prezintă metoda analizelor statistice de diverse tipuri. Această problemă este studiată detaliat.

Se dă şi schema de principiu a unui selector de amplitudine şi a unui modulator pentru un analizor cu mai multe canale.

Se face o analiză detaliată a diferitelor metode propuse.

Deoarece o problemă principală este aceea a utilizării unui detector pătratic, se dă în lucrare schema cu valori a unui astfel de voltmetru electronic cu scară pătratică. Caracteristica pătratică se realizează printr-un procedeu utilizat la calculatoarele analogice.

Mai pe scurt se tratează problema măsurării zgomotului în domeniul frecvenţelor foarte mari.

Lucrarea este foarte utilă inginerilor, tehnicienilor de înaltă calificare şi studenţilor care se ocupă de problemele zgomotului.

Revista AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA, organ al Asociaţiei Ştiinţifice a Inginerilor şi Tehnicienilor din R.P.R. Editor : Asociaţia Ştiinţifică a Inginerilor şi Tehnicienilor din R.P.R. Redacţia şi Administraţia : Bucureşti, Str. Ion Ghica Nr. 3, Raion Tudor Vladimirescu, Telefon : 14.15.95, 14.06.24. Redacţia îşi rezervă toate drepturile privind lucrările precum şi materialul grafic-ilustrativ apărut în revistă, cît şi cele privitoare la traducerea în limbi străine. Se admit extrase sau comentarii numai cu indicarea completă a sursei. Revista apare o dată la două luni. Abonamentele se primesc la administraţia revistei, la sediile filialelor ASIT din întreaga ţară precum şi la responsabilii cu presa din cercurile ASIT. Instituţiile şi întreprinderile pot achita abonamentele pentru biblioteci şi cabinete tehnice în contul nostru de virament : Publicaţiile Tehnice ASIT 070124 B.R.P.R. Filiala „30 Decembrie", Tarif pentru întreprinderi : lei 100 anual ; individual : lei 30 anual. Preţul unui exemplar : lei 5. Tiparul : Întreprinderea Poligrafică nr. 2, Bucureşti.

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 621—523/—525

HERŞCOVICI H., CĂLUŞIŢĂ M., ROISMAN W., NICA L. BOROCIN L., MĂRCUŢ I.:

Унифицированная электронно-пневматическая система для автоматической регулировки производственных процессов (часть II).

Automatica şi Electronica **6** (1962) № 2, стр. 41—48

Описывается унифицированная система автоматической регулировки производственных процессов, разработанная Научно-исследовательским электротехническим институтом. Во второй части работы описываются и показываются характеристики блоков преобразователей входа для термоэлектрических датчиков термосопротивления, а также и блоков преобразователей выхода для электросервомотора.

ДК 621—533.6 : 621.565.945

SZEKELY I.:

Переходный динамический процесс трубчатых холодильников при колебании расхода технологической жидкости и оптимальная регулировка холодильников.

Automatica şi Electronica **6** (1962) № 2, стр. 48—55

Устанавливается функция передачи воздушного тонкостенного трубчатого холодильника, принимая его за установку с распределенными параметрами. Далее, анализируется динамическое поведение регулировочного контура трубчатых холодильников и определяется область значений согласования регулятора для реализации оптимального процесса регулирования.

ДК 621—52 : 621.914.3

CONSTANTINESCU V., IOSIPESCU A., MIHĂESCU M.:

Установ управления с элементами статической коммутации для фрезерной машины с автоматическим циклом

Automatica şi Electronica **6** (1962) № 2, стр. 55—58

Описывается установка управления для фрезерного станка с автоматическим циклом, имеющая элементы статической коммутации. Показывается способ работы некоторых ячеек статической коммутации, освоенных в РНР. описывается принципиальная схема установки и даются выводы на основании проделанных проб.

ДК 621.382.3 : 621.318.57

NEGREANU D.:

Ограничения при работе транзисторов в коммутационном режиме.

Automatica şi Electronica **6** (1962) № 2, стр. 59—69

На основании специальной литературы и некоторых экспериментальных результатов автора, приводится работа по исследованию факторов, ограничивающих работу транзисторов в коммутационном режиме. Указываются критерии установления максимальног напряжения, максимального тока и рассеянной мощности допустимых для транзистора, работающего в этом режиме. Приводится метод определения скорости коммутации в зависимости от коммутационных параметров транзистора и от элементов схемы.

ДК 621.383.4 : 546.817.221

GRIGOROVICI R., CROITORU N., DÉVÉNYI A.:

Фотосопротивление из PbS.

Automatica şi Electronica **6** (1962) № 2, стр. 70—77

Описывается технология и характеристики фотосопротивлений из PbS, созданные Институтом физики в Бухаресте. Из проведенных опытов вытекает, что их качество можно сравнить с качеством иностранных изделий.

ДК 621.318.134 : 621.314.21.042.15 : 621.374

RADU A.

Ферритные сердечники для импульсных трансформаторов большой мощности.

Automatica şi Electronica **6** (1962) № 2, стр. 78—84

Изучается возможность замены в импульсных трансформаторах импортных металлических сердечников ферритными румынскими сердечниками, разработанными в Институте атомной физики. С этой целью представлены результаты замеров, произведенных автором с этими ферритными сердечниками.

ИЗ ДЕЯТЕНОСТЬ МЭК
РЕФЕРАТЫ
РЕЦЕНЗИЙ

INHALTSVERZEICHNIS

DK 621—523/—525

HERŞCOVICI H., CĂLUŞIŢĂ M., ROISMAN W., NICA L., BOROCIN L., MĂRCUŢ I.:

Vereinheitliches elektronisch-pneumatisches System zur Selbstreglung der Industrieprozesse. (II. Teil)

Automatica şi Electronica **6** (1962) H. 2, S. 41—43

Das vom Institut für Elektrotechnische Forschungen entwickelte vereinheitliche System zur Selbstreglung der automatischen Prozesse wird beschriebe Der zw ite Teil des Aufsatzes enthält eine Beschreibung und eine Darlegung der Leistungen der Eingangs-Adapterblocks für die thermoelektrischen und thermoresistiven Übertragungen, wie auch des Ausgangs-Adapterblocks für die elektrische Hilfsmotoren.

DK 621—533.6—621.565.945.

SZEKELY I.:

Die transistorische Reaktion der Röhrenkühler auf die Schwankungen des technologischen Flusses und die optimale Qualität der Kühlreglung.

Automatica şi Electronica **6** (1962) H. 2, S. 48—55

Die Übertragungsfunktion des dünnwandigen Luft-Röhrenkühlers wird festgesetzt, indem dieser als Objekt mit distributiven Parametern angesehen wird. Ferner wird das dynamische Verhalten des Reglerkreises der Röhrenkühler untersucht und das Bereich der Werte zur Abstimmung des Reglers hins chtlich einer optimalen Qualität des Reglungsvorgangs bestimmt.

DK 621—52 :621.914.3

CONSTANTINESCU V., IOSIPESCU A., MIHĂESCU M.:

Steuerungsanlage mit statischen Schaltelementen für eine Fräsmaschine mit automatischen Arbeitszyklus.

Automatica şi Electronica **6** (1962) H. 2, S. 55—58

Es wird eine Steuerungsanlage für eine Fräse mit automatischen Arbeitszyklus beschrieben die mit statischen Schaltelementen versehen ist. Die Arbeitsweise einiger der statischen Schaltzellen die in der RVR Anwendung finden und eine Prinzipschaltung der Anlage werden beschrieben und die Schlussfolgerungen aus den vorgenommenen Versuche gezogen.

DK 621.382.3 : 621.318.57

NEGREANU D.:

Begrenzungen in der Arbeitsweise der Transistoren unter Kommutationsbedingungen.

Automatica şi Electronica **6** (1962) H. 2, S. 59—69

Auf Grund der Fachliteratur und einiger Versuchsergebnisse untersucht der Verfasser die Faktoren, die die Arbeitsweise der unter Kommutationsbedingungen arbeitenden Transistoren begrenzen. Es werden die Kriterien zur Bestimmung der Hochspannung, des Höchststromes und der höchstzulässigen vernichteten Kraft, für Transistoren die unter oberwähnten Bedingungen arbeiten dargelegt, wie auch das Verfahren zur Bestimmung der Kommutationsgeschwindigkeit im Verhältnis zu den Kommutationsparametern des Transistores und der Schaltelemente.

DK 621.383.4 :546.817.221

GRIGOROVICI R., CROITORU N., DÉVÉNYI A.:

Photowiderstände aus PbS.

Automatica şi Electronica **6** (1962) H. 2, S. 70—77

Die Technologie und die Kenndaten der PbS-Photowiderstände werden beschrieben, die im Bukarest vom Physikinstitut entwickelt wurden. Die vorgenommenen Versuche haben ergeben, dass sie vom qua itativen Standpunkt mit den entsprechenden ausländischen Produkten verglichen werden können.

DK 621.318.134 : 621.314.21.042.15 : 621.374

RADU A.:

Ferritkerne für Leistungs-Impulstransformatoren.

Automatica şi Electronica **6** (1962) H. 2, S. 78—84

Der Verfasser untersucht die Möglichkeit, in den Impulstransformatoren die importierten Metallkerne durch Kerne aus einheimischen Ferrit zu ersetzen die im Institut für Atomphysik entwickelt wurden. Zu diesem Zweck werden, die Ergebnisse der vom Verfasser durchgeführten Messungen an diesen Kernen dargelegt.

AUS DER IEK—TÄTIGKEIT
REFERATE
BUCHBESPRECHUNGEN

SOMMAIRE

CD 621—523/—525

HERSCOVICI H., CĂLUȘIȚĂ M., ROISMAN W., NICA L., BOROCIN L. MĂRCUT I. :

Système unifié électro-pneumatique pour le réglage des processus industriels (II-e partie).

Automatica şi Electronica **6** (1962) no. 2, p. 41—48

On décrit le système unifié de réglage automatique des processus industriels élaboré par l'Institut de Recherches Électrotehniques.

Dans la seconde partie de l'article, on décrit et l'on présente les performances des blocs adapteurs d'entrée pour transducteurs thermoélectriques et thermorésistifs, de même que celles du bloc adapteur de sortie pour le servomoteur électrique.

CD 621—533.6 :621.565.945

SZEKELY I. :

La réponse transitoire des refroidisseurs tubulaires aux écarts de débit du fluide technologique et la qualité optimum du réglage des refroidisseurs.

Automatica şi Electronica **6** (1962) no. 2, p.48—55

On établit la fonction de transfert du refroidisseur tubulaire à air aux parois minces, considéré comme objet aux paramètres distribués. On analyse ensuite le comportement dynamique du circuit de réglage des refroidisseurs tubulaires, en déterminant aussi les valeurs d'accordage du régulateur pour réaliser un processus de réglage optimum.

CD 621.52 : 621.914.3

CONSTANTINESCU V., IOSIPESCU A., MIHĂESCU M. :

Installation de commande aux éléments de commutation statique pour une machine à fraiser à cycle automatique.

Automatica şi Electronica **6** (1962) no. 2, p. 55—58

On présente une installation de commande pour une fraise à cycle automatique, réalisée avec des éléments de commutation statique.

On présente le mode de fonctionnement d'une partie des cellules de commutation statique assimilées dans la République Populaire Roumaine, on décrit le schéma de principe de l'installation et l'on analyse les résultats des essais déjà effectués.

CD 621.382.3 : 621.818.57

NEGREANU D. :

Limitations dans le fonctionnement des transistors en régime de commutation.

Automatica şi Electronica **6** (1962) no. 2, p. 59—69

L'auteur étudie les facteurs qui limitent le fonctionnement des transistors travaillant en régime de commutation. Il met à profit à cet effet la littérature de spécialité et les données de ses propres expériences. On indique les critériums qui permettent d'établir la tension, le courant maximum et la puissance dissipée maximums admissibles pour le transistor utilisé dans un régime semblable. On montre la méthode qui sert à déterminer la rapidité de commutation en fonction des paramètres de commutation du transitor et des éléments du schéma.

CD 621.383.4 : 546.817.221

GRIGOROVICI R., CROITORU N., DÉVÉNYI A. :

Photorésistances en PbS

Automatica şi Electronica **6** (1962) no.2, p. 70—77

On présente la technologie et les caractéristiques des photorésistances en PbS réalisées à l'Institut de Physique de Bucarest. Les expérimentations effectuées montrent qu'elles sont qualitativement comparables aux produits similaires étrangers.

CD 621.318.134 : 621.314.21.042.15 : 621.374

RADU A. :

Noyaux de ferrite pour les transformateurs d'impulsions de grande puissance.

Automatica şi Electronica **6** (1962) no. 2, p. 78—84

On étudie la possibilité de remplacer les noyaux métalliques importés, utilisés dans les transformateurs d'impulsions, par des noyaux de ferrite indigènes, élaborés à l'Institut de Physique Atomique. Dans ce but, on présente les résultats des mesures effectuées par l'auteur sur ces noyaux de ferrite.

DE L'ACTIVITÉ DE CEI

REFERATE

COMPTES—RENDUS

MŰSZAKI KÖNYVTÁR·ORSZÁGOS·1883

CONTENTS

DC 621—523/—525

HERSCOVICI H., CĂLUȘIȚĂ M., ROISMAN W., NICA L., BOROCIU L., MIRCUT I. :

A unified electropneumatic system for the automatic regulating of industrial processes (part II).

Automatica şi Electronica **6** (1962) no. 2, p. 41—48

The description is given of a unified system for the automatic regulating of industrial processes elaborated by the Electrotechnical Research Institute. In the second part of the paper the author describes the caracteristics and performances of the entrance adaptor block for thermoelectric and thermo resistive transducers as well as of the outlet adaptor block for electric servo motors.

DC 621—533.6 : 621.565.945

SZEKELY I. :

The transitory answer of tubular coolers to the flow de viation of the technological fluid and the optimum regulating of coolers.

Automatica şi Electronica **6** (1962) no. 2, p. 48—55

The transfer function of the thin-walled air tubular cooler considered as an object with distributed parameters is established. The analysis is then made of the dynamic behaviour of the regulating circuit of tubular coolers also determining the field of regulator tuning values to obtain an optimum quality regulating process.

DC 621—52 : 621.914.3

CONSTANTINESCU V., IOSIPESCU A., MIHĂESCU M. :

Control installation with static switching elements for a milling machine with automatic cycle.

Automatica şi Electronica **6** (1962) no. 2, p. 55—58

This paper presents a control installation for a millling machine with automatic cycle desingned with static switch elements. The way of working is shown of some of the static switch cells used in the R.P.R. The principle scheme of this installation is described and some conclusions drawn from the tests carried out.

DC 621.382.3 : 621.318.57

NEGREANU D. :

Limiting factors in transistors working in switching regime

Automatica şi Electronica **6** (1962) no. 2, p. 59—69

Based on the speciality literature and personal experimental results, the author discusses the factors limiting the transistors working in switching regime The method is shown of determining the switching speed depending on the switch parameters of the transistor and the elements of the scheme.

DC 621.383.4.546.817.221.

GRIGOROVICI R., CROITORU N., DÉVÉNYI A. :

Photoresistances made of Pb S.

Automatica şi Electronica **6** (1962) no. 2, p. 70—77

The authors describe the technology and characterstics of the PbS photoresistances elaborated at the Bucharest Physics Institute. From the tests conducted it is concluded that these photoresistances are qualitatively comparable with similar foreign products.

DC 621.318.134 :621.314.21.042.15 :621.374

RADU A. :

Ferrite cores for high-power impulse transformers.

Automatica şi Electronica **6** (1962) no. 2), p. 78—84

The possibility is studied of replacing the imported metal cores with indigenous ferrite cores produced at the Atomic Physics Institute.

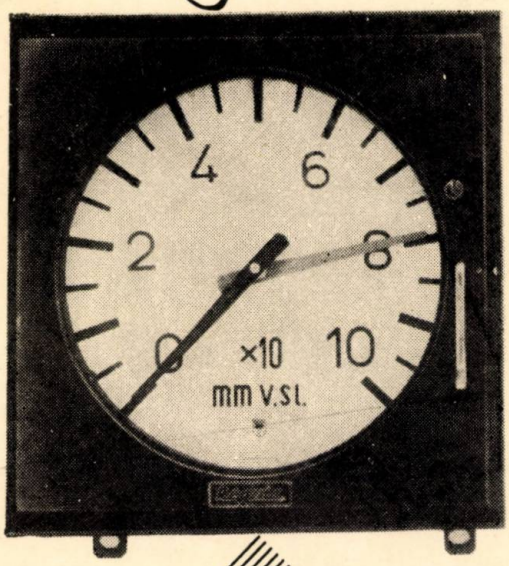
The results of measurements carried out by the author on ferrite cores are given.

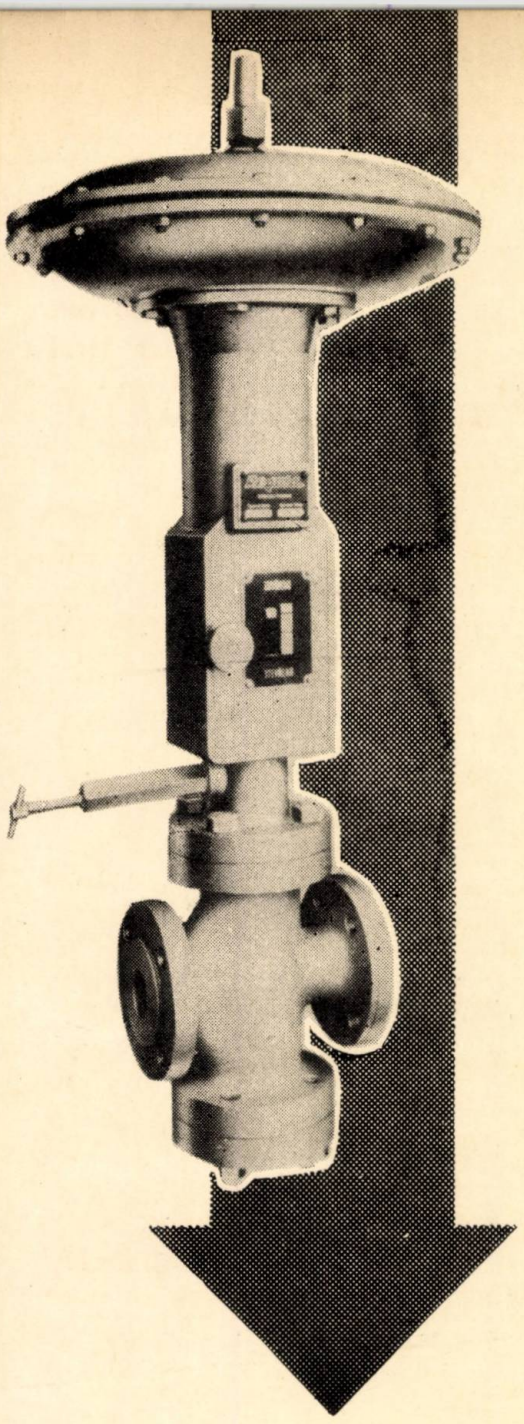
FROM THE IEC—ACTIVITY

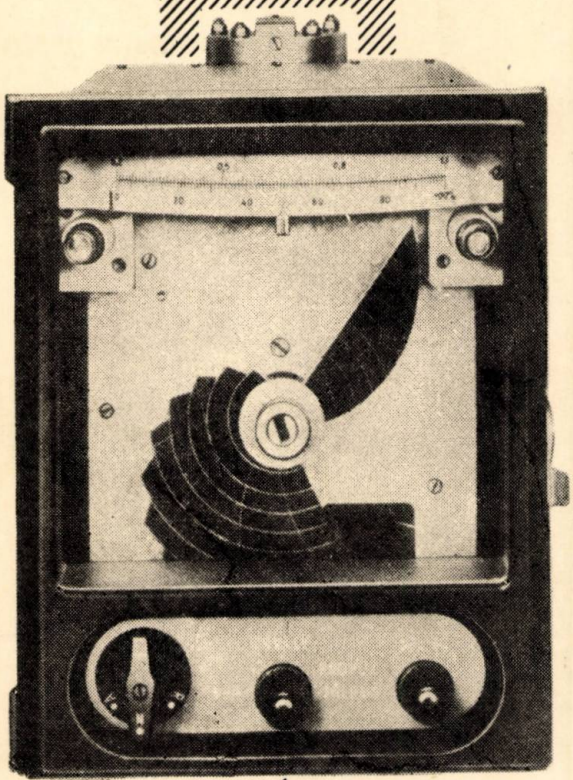
ABSTRACTS

BOOKS

Regula







KOVO

PRAGA - REPUBLICA SOCIALISTĂ CEHOSLOVACĂ

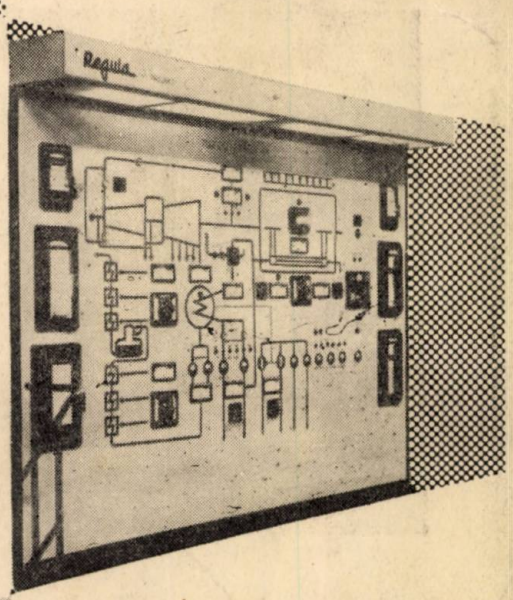
Vizitați standul nostru din cadrul expoziției organizate la București, în pavilionul din Șos. Kiseleff nr. 24, între 3 și 27 mai 1962.

PENTRU TOATE INSTALAȚIILE CHIMICE

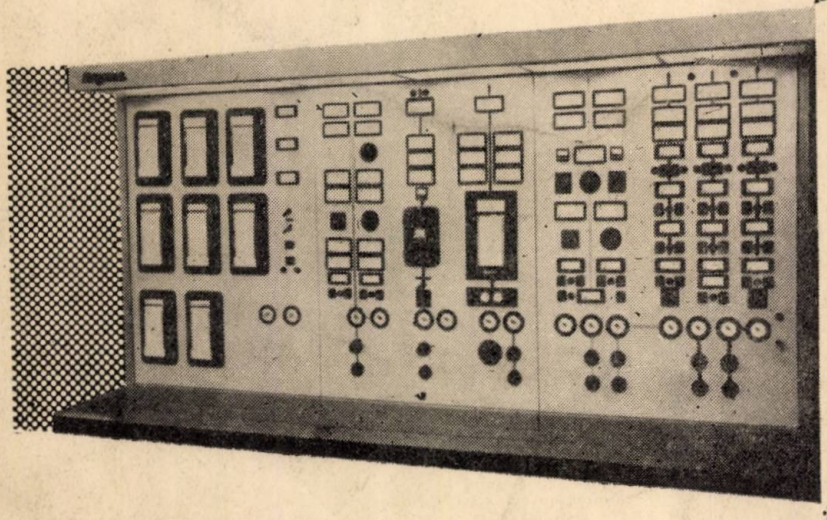
aparate pneumatice de măsură și reglare **REGULA** (0,2 - 1,0 Atü)

KOVO PRAGA – R.S. CEHOSLOVACĂ

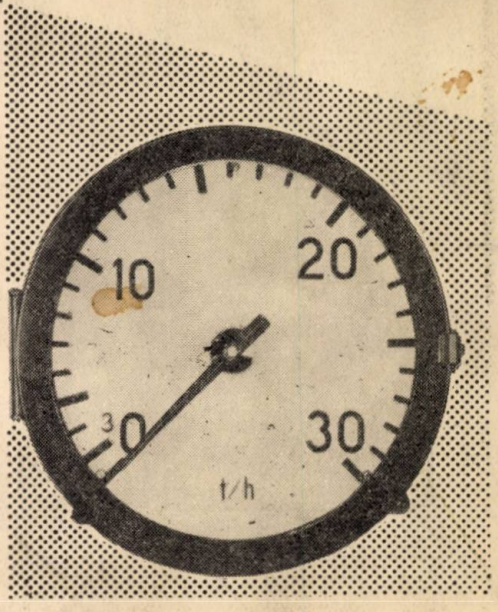
Informații prin :
AMBASADA REPUBLICII SOCIALISTE CEHOSLOVACE
AGENȚIA ECONOMICA
București — str. Oțetari nr. 3 — telefon: 11.16.51 — 55



Aparate electrice, mecanice, hidraulice, pneumatice pentru reglare și semnalizare.



Instrumente mecanice și electrice de măsură, înregistrare și transmitere la distanță a valorilor măsurate.



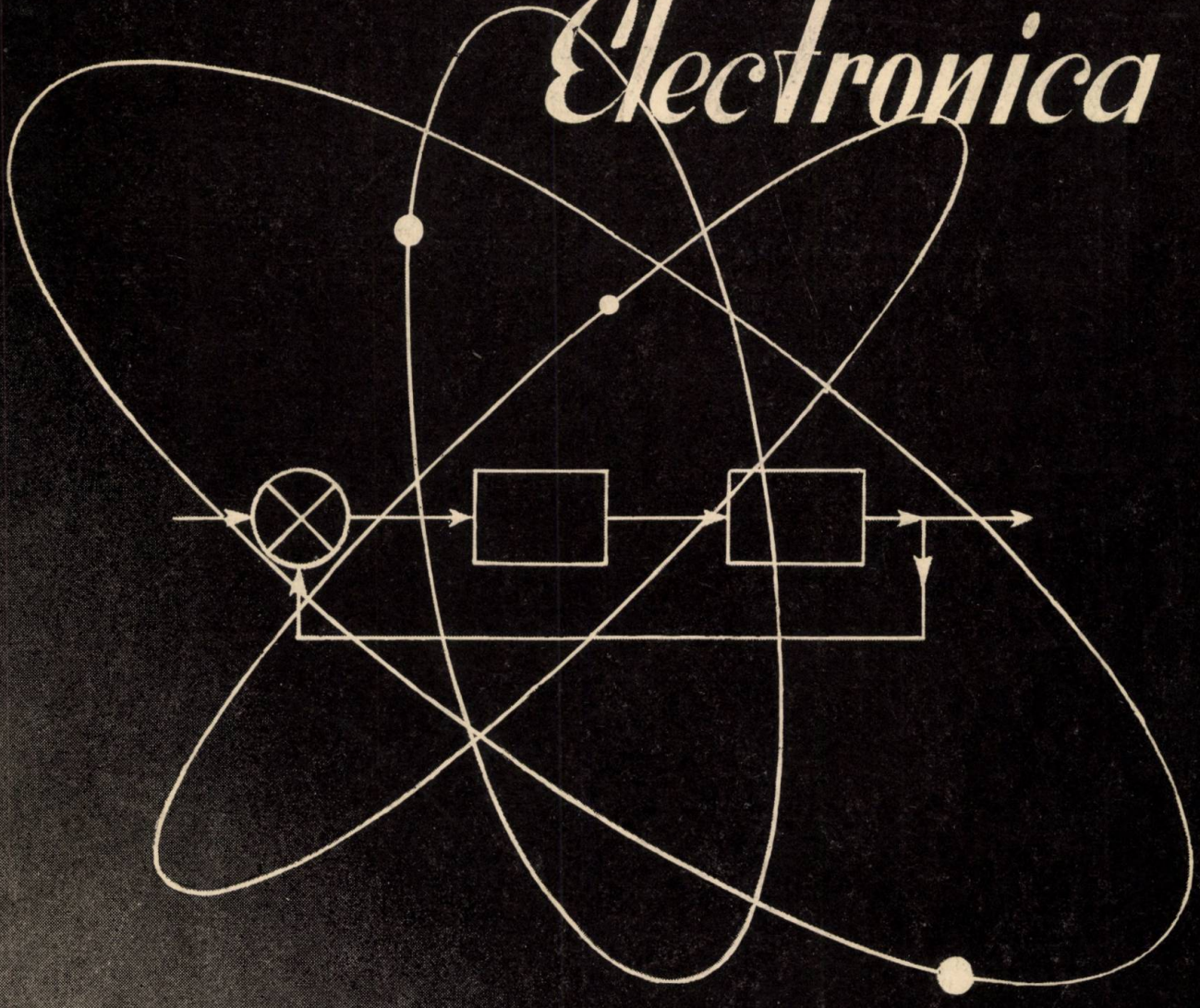
APARATE DE MĂSURĂ ȘI REGLARE

Regula

I. P. 2, c. 8411

LEI 5

Automatica și Electronica

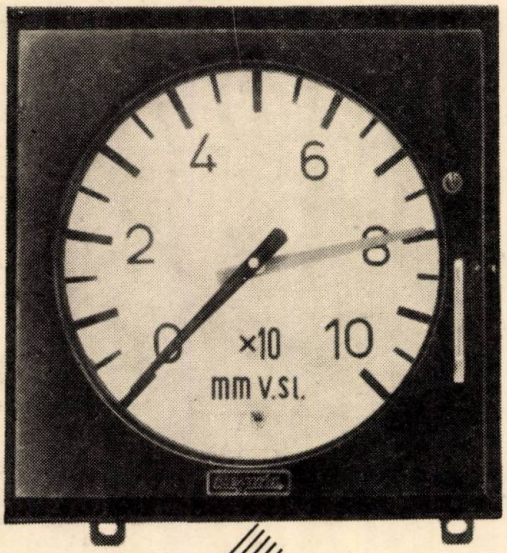


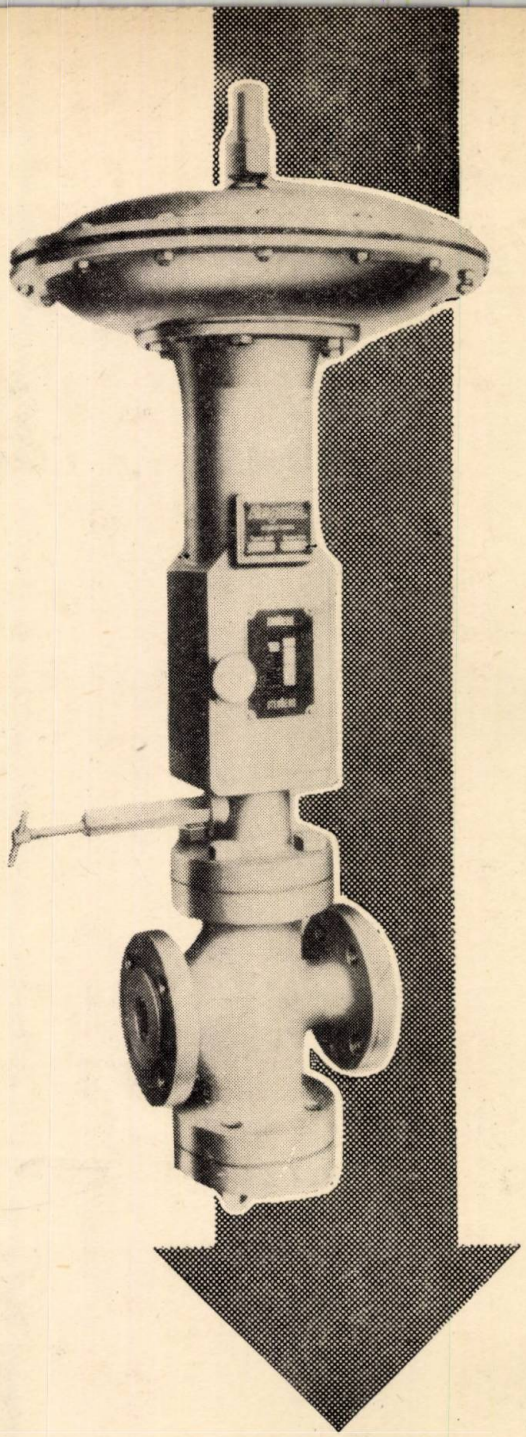
E 2551

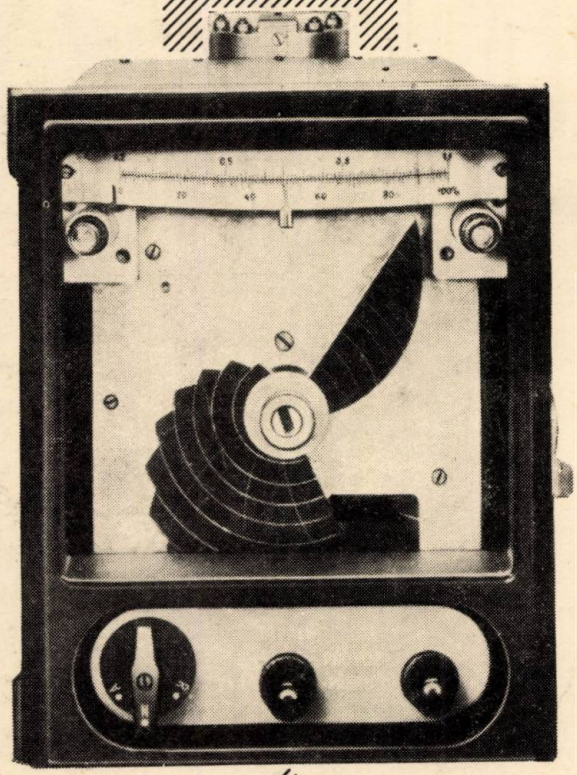
VOL 6
1962
Nr. 3
MAI
IUNIE
P. 89 — 136
BUCUREȘTI

APARATE DE MĂSURĂ ŞI REGLARE

Regula







KOVO

PRAGA — R.S. CEHOSLOVACĂ

Aparate electrice, mecanice, hidraulice, pneumatice pentru reglare şi semnalizare. Instrumente mecanice şi electrice de măsură, înregistrare şi transmitere la distanţă a valorilor măsurate.

Informaţii prin:

AMBASADA
REPUBLICII SOCIALISTE CEHOSLOVACE
AGENŢIA ECONOMICĂ
Bucureşti — str. Oţetari nr. 3
telefon: 11.16.51 — 55

E 2551

Automatica și Electronica

Vol. 6 (1962) nr. 3 (mai-iunie), p. 89—136

CUPRINS

CZ 621.383.27

POHL, H.J.:

Proprietățile fotomultiplicatoarelor de tip M12FS și unele domenii noi de aplicare

Automatica și Electronica **6** (1962) nr. 3, p. 89—95

Se descriu proprietățile unei serii mai noi de fotomultiplicatoare de tipul M12FS pentru fotometrie și tehnica scintilațiilor cît și scintilatoarele anorganice și organice corespunzătoare. Se prezintă unele aplicații noi.

CZ 621—52 : 621.398 : 622.323

SOCOL, S., EVGHENIDE, C. și IONĂȘCUȚ, A.:

Considerații privind telecontrolul și automatizarea extracției și transportului țițeiului și gazelor

Automatica și Electronica **6** (1962) nr. 3, p. 95—101

Se trec în revistă problemele puse de telecontrolul și automatizarea extracției și transportului țițeiului și gazelor în R.P.R.
Se arată realizările obținute pînă astăzi și etapele de dezvoltare în următorii cîțiva ani.

CZ 621.316.718.5 : 621.91

DAMSKER, D., WEINRICH, G. și LANDAU, I.:

Sistem de reglare a turației prin tensiunea indusului și micșorare fluxului la o acționare reversibilă cu referință unică

Automatica și Electronica **6** (1962) nr. 3, p. 102—111

În lucrare se expun studiul teoretic și verificarea experimentală, la scară redusă, a schemei de reglare a acționării patului unei mașini de rabotat și frezat.

CZ 621.382.2 : 621.383

CONSTANTINESCU, C., NICOLAIDE, L. și BĂLAN, E.:

Fotodiode de germaniu

Automatica și Electronica **3** (1962) nr. 3, p. 112—117

Se expun rezultatele cercetărilor efectuate pentru stabilirea elementelor tehnologice fundamentale necesare asimilării în țară a producției de fotodiode de germaniu.

CZ 681.142—523.8 : 338 T

VAIDA, D.:

O aplicație a calculatorilor electronici numerici în economie (II)

Automatica și Electronica **6** (1962) nr. 3, p. 118—120

Aplicația considerată se referă la problema transporturilor. Se prezintă o completare a programării inițiale și anume partea relativă la formarea matricii de date. Se dă schema logică pentru formarea matricii de date și explicații relative la programare.

CZ 621.382.3

DRĂGĂNESCU, M.:

Notă asupra valabilității ecuației $i_c = \frac{Q_c}{\tau_c}$ în descrierea tranzistorului prin „metoda sarcinii"

Automatica și Electronica **6** (1962) nr. 3 p. 121—124

CZ 621.384.611

VIALOV, G. N. și INDREAȘ, GR.:

Tabelă rezumativă a ciclotroanelor cu diametrul polilo r peste 100 cm

Automatica și Electronica **6** (1962) nr. 3 p. 125—129

NOTE ȘI COMENTARII

CRONICĂ

RECENZII

»Elektrim«

Furnizează:

pentru nevoile laboratoarelor instalaţii poloneze de măsură şi control electronice şi electrice, cu excelente caracteristici tehnice, de construcţie modernă şi cu o înaltă precizie de execuţie, comode în exploatare.

Oferă:

INSTALAŢII AUXILIARE DE LABORATOR, ca de pildă:

- Autotransformatoare reglabile şi decade RLC.
- Stabilizatoare magnetice.
- Punţi şi generatoare de măsură.
- Aparate de măsurare a rezistenţelor şi izolatoarelor.
- Voltmetre electronice, galvanometre şi oscilografe catodice.

DIVERSE APARATE ELECTRONICE DE MĂSURĂ ca:

- Aparate pentru măsurarea distorsiunilor neliniare şi a puterii de ieşire.
- *Q*-metre, undametre, aparate pentru măsurarea tranzistoarelor.

MARE SORTIMENT DE APARATE ELECTRICE DE MĂSURAT PENTRU TABLOURI de diferite construcţii, clase de precizie şi diverse utilizări

O DOCUMENTAŢIE TEHNICĂ DETALIATĂ ŞI OFERTE COMERCIALE VOR FI TRIMISE LA SIMPLA CERERE ADRESATĂ DIRECT LA:

SOCIETATEA POLONEZĂ CU RĂSPUNDERE LIMITATĂ PENTRU COMERŢUL EXTERIOR DE ECHIPAMENT ELECTROTEHNIC

»Elektrim«

WARSZAWA 2, CZACKIEGO 15/17, R.P. POLONĂ
Telegrame: Elektrim — Warszawa
Telefon: 6-62-71 Telex: 10415
Căsuţa poştală 254

MŰSZAKI KÖNYVTÁR ORSZÁGOS 1883

Automatica și Electronica

REVISTĂ TEHNICO-ȘTIINȚIFICĂ DE AUTOMATICĂ, ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ ȘI TEHNICĂ NUCLEARĂ

ORGAN AL MINISTERULUI METALURGIEI ȘI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN R.P.R.

Vol. VI (pag. 89—136) Nr. 3 mai-iunie București, 1962

HANS-IOACHIM POHL, Jena (R.D.G.)

Proprietățile fotomultiplicatoarelor de tip M12FS și unele domenii noi de aplicare

Efectul fotoelectric extern prezintă o serie de proprietăți pe baza cărora poate fi folosit pentru cele mai diferite metode de măsurare absolută. Aceste proprietăți sînt :

1. Domeniul de sensibilitate	200—1 300 mμ
2. Randament	1—20 %
3. Gama de proporționalitate între fluxul luminos și curent	10^{-16}—10^{-6} A/cm²
4. Stabilitate mare în timp	variații < 0,5 %
5. Emisie termoelectronică	10^{-11}—10^{-16} A/cm²
6. Catode cu suprafață mare	pînă la Ø 150 mm
7. Timp de răspuns	10^{-14} s.

Unele din aceste proprietăți au fost deja puse în aplicare prin fotocelule, motiv pentru care acestea s-au și impus pentru măsurări fotometrice. Exploatarea practică a pragului de sensibilitate cît și obținerea în același timp a unui timp de răspuns cît mai scurt nu s-a putut realiza cu fotocelule, deși aceasta din punct de vedere experimental a fost de dorit, iar pentru unele aplicații a fost chiar absolut necesar. La toate măsurările la care variația mărimii de măsurat se produce într-un timp mai scurt decît o secundă, nu se exploatează pragul de sensibilitate a fotocelulei [1]. Numai prin folosirea fotomultiplicatoarelor a fost înlăturată această limitare. Sistemul de emisie secundară a fotomultiplicatoarelor preia în principiu funcțiunea de amplificare a curentului de semnal, astfel încît capacitatea dinamică se încarcă mai repede la tensiunea de măsurat. Cu toată amplificarea mare, raportul optim semnal-zgomot nu se înrăutățește decît cu cîteva procente.

Voi enumera domeniile principale în care se pune problema unor asemenea traductoare rapide :

a) fotometrie: spectrofotometrie, spectrometrie Raman, automatica de expunere ;

b) măsurarea semnalelor optice rapide: televiziune, măsurarea electrooptică a distanțelor, telegrafie prin lumină, măsurarea unor procese care decurg rapid, cercetarea proceselor la descărcări în gaze ;

c) tehnica măsurării scintilațiilor: contoare de scintilații pentru radiații α, β, γ și neutroni, spectrometrie de scintilație — măsurarea timpilor de ordinul nanosecundelor.

1. Fotomultiplicatoare

Prin dezvoltarea ultimei serii s-a creat posibilitatea unei standardizări largi atît a fotomultiplicatoarelor cît și a surselor de alimentare. Această problemă s-a rezolvat prin realizarea unui sistem unic de focalizare, de emisie secun-

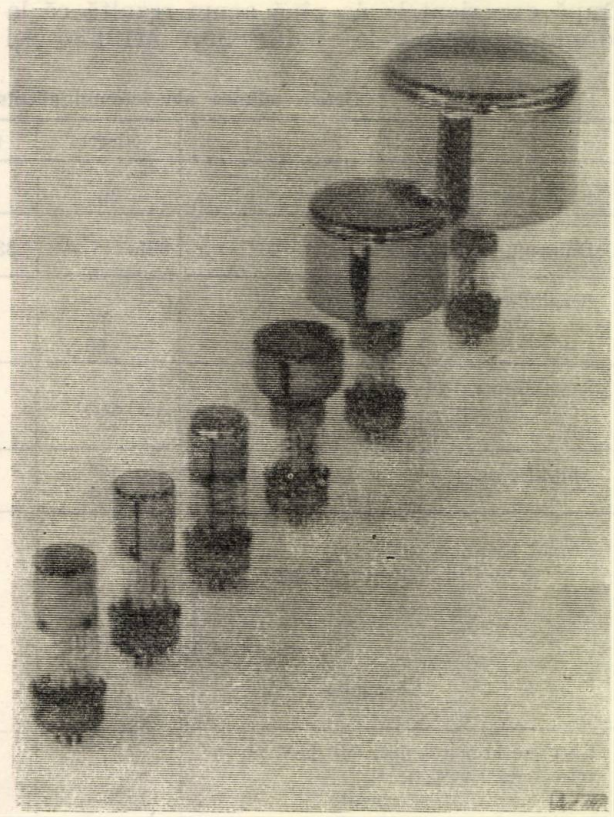


Fig. 1. Seria de fotomultiplicatoare.

dară şi anodic. S-a pus problema de a rezolva cu acest sistem de focalizare contradicţia ce există între cerinţele puse de fotometrie şi tehnica măsurării scintilaţiilor. Ultima necesita catode de suprafaţă mare, cu 25—500 mm diametru, în timp ce în fotometrie sînt suficiente

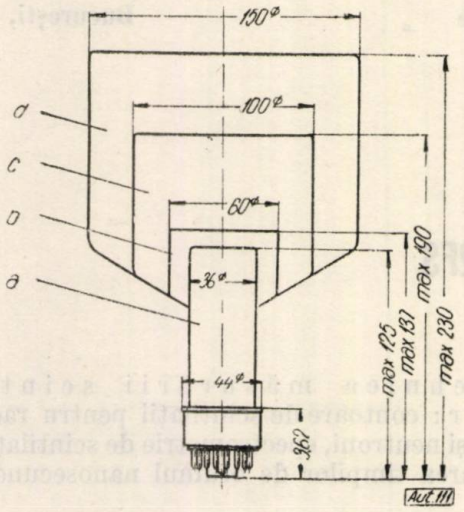


Fig. 2. Reprezentare schematică a seriei de fotomultiplicatoare:
a – M12FS35; *b* – M12FS60; *c* – M12FS100; *d* – M12FS150.

catode cu diametru mic. De aceea la seria noastră de fotomultiplicatoare se foloseşte un sistem de electrozi în două trepte care permite reglarea diametrului efectiv al catodei [2, 2a]. După experienţele de pînă acum rezultă că la fotomultiplicatoarele M12FS35, M12F35 şi M12FQS35 curentul de întuneric se poate reduce cu factorul 3—5 dacă se măreşte tensiunea primului electrod [2, 3]. Aceasta depinde de tensiunea de lucru şi este valabil în domeniul de sensibilitate medie de 10—50 A/lumen.

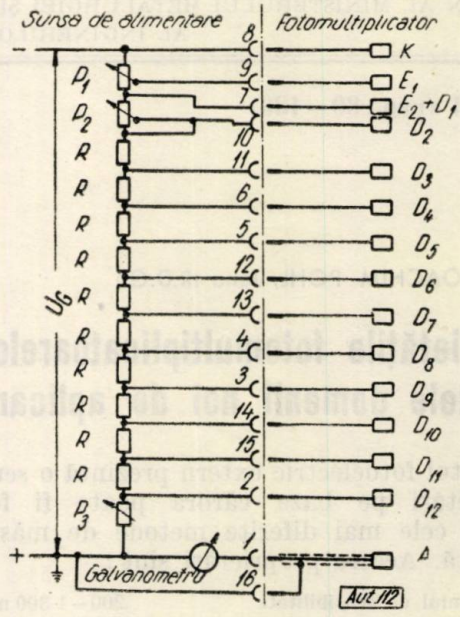


Fig. 3. Schema conexiunilor:
R – rezistenţă; *P* – potenţiometru; $P_1 \geq 2R$; $P_2 \simeq 0{,}5\ R$; $P_3 \simeq R$; U_G = tensiunea de lucru; *K* – catodă; *E* – electrod; *D* – dinodă; *A* – anodă.

În figura 2 sînt reprezentate schematic fotomultiplicatoarele din seria M12FS. Ele au acelaşi soclu şi aceeaşi schemă (fig. 3) şi sînt deci interşanjabile.

Datele tehnice ale fotomultiplicatoarelor produse de VEB Carl Zeiss Jena *Tabela 1*

Tipul	M12F35	M12FS35	M12FQ35	M12FS60	M12FS100	M12FS150
Fotocatoda Ø, mm	36	36	36	60	100	150
Domeniu spectral, nm	335...1 300	335...700	220...700	335...700	335...700	335...700
Sensibilitatea catodei, A/lumen:						
mediu	15	60	60	60	60	60
minim	10	40	40	40	40	40
Sensibilitatea anodei, A/lumen:						
mediu	100	100	100	100	100	100
minim	10	10	10	10	10	10
Amplif.carea: mediu	10^6	10^6	10^6	10^6	10^6	10^6
minim	10^5	10^5	10^5	10^5	10^5	10^5
Fluxul luminos echivalent al curentului de întuneric/lumen:						
maxim	10^{-7} cu răcire 10^{-9}	10^{-9}	10^{-9}	10^{-9}	10^{-9}	10^{-9}
mediu	cu răcire 10^{-10}	10^{-10}	10^{-10}	10^{-10}	10^{-10}	10^{-10}
Lărgime la semiampl. 661 keV cu cristal de NaJ(Tl), %:						
mediu	—	7...10	—	7...10	9...11	9...11
maxim	—	11	—	11	12	12

Pentru lucrări de fotometrie se întrebuinţează în general fotomultiplicatoare cu diametrul catodei de 35 mm. Pentru diversele domenii spectrale există trei tipuri : toate tipurile însemnate

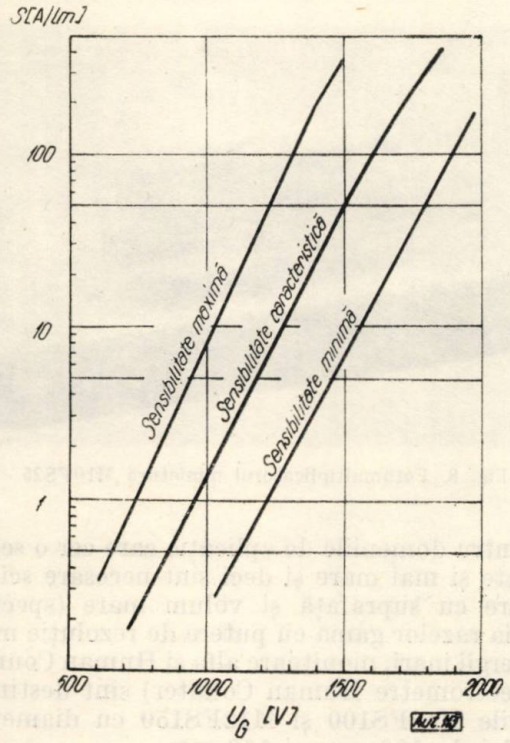


Fig. 4. Dependenţa sensibilităţii S de tensiunea de alimentare U_G (M12FS35, M12FS60).

cu literele FS au o catodă din cesiu-antimoniu şi fereastra din sticlă, la tipurile FQS fereastra, în spatele căreia se află catoda de cesiu-anti-

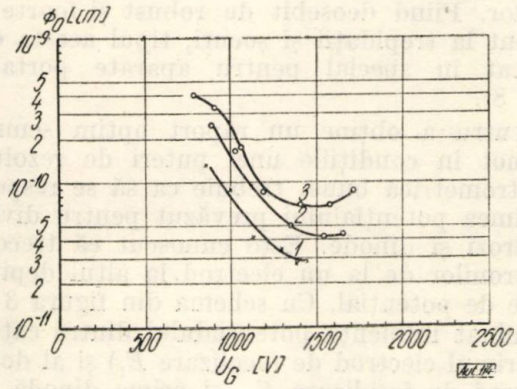


Fig. 5. Dependenţa fluxului luminos echivalent al curentului în întuneric Φ_0 de tensiunea de alimentare U_G (M12FS35, M12FS60).

moniu, este din cuarţ, iar litera F singură înseamnă că fotomultiplicatorul are o catodă din oxid de cesiu, sensibilă la roşu şi infraroşu. Celelalte caracteristici rezultă din tabela 1.

În figura 4 este reprezentată statistic dependenţa sensibilităţii în A/lumen, iar în figura 5 fluxul luminos echivalent al curentului de întuneric funcţie de tensiune. Cîmpul de dispersie a valorilor arătate este rezultatul a 600 măsurări.

Pentru măsurări fotometrice şi de scintilaţie este importantă mai ales stabilitatea fotomultiplicatoarelor. Aceasta este însă legată de mari greutăţi deoarece variaţiile tensiunii de alimentare cît şi ale curentului apar la ieşire amplificate de aproximativ zece ori. Cu o sursă de alimentare N_1 din producţia de serie s-a obţinut o stabilitate mai bună de 0,2 V, la o tensiune a reţelei relativ stabilă. După o stabilizare bună a curentului (mai bună ca 0,1%) s-a putut obţine o constantă reproductibilă a fotomultiplicatorului într-o instalaţie de înregistrare cu un curent

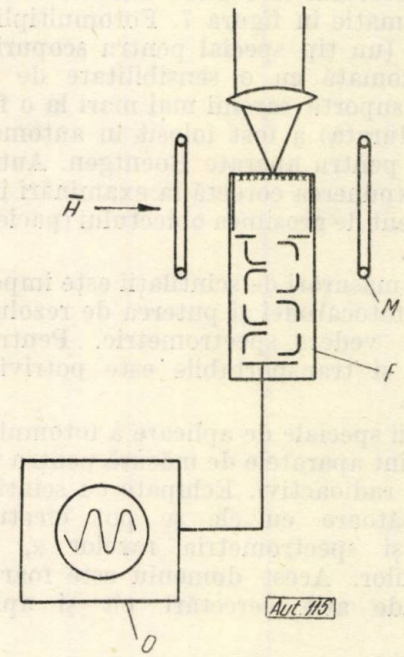


Fig. 6. Modularea curentului cu un cîmp magnetic alternativ :
M – bobină Helmholtz ; F – fotomultiplicator ; O – oscilograf.

anodic de 10^{-7}A de 0,1—0,2%, în intervale de timp mai mari (o oră). La o sarcină de curent continuu între 10^{-7}A şi 10^{-3}A liniaritatea este de cîteva procente. La curenţi mai mari apare fenomenul de supraliniaritate caracteristică fotomultiplicatoarelor (fotocurent comparabil cu curentul prin divizorul de tensiune).

Pentru măsurări fotometrice, mai ales la instalaţii înregistratoare, este de multe ori necesar să se amplifice fotocurentul pe cale electronică. Pentru a putea folosi amplificatoare de curent alternativ se face transformarea curentului continuu în curent alternativ. În acest scop se folosesc vibratoare, condensatori vibranţi, diafragme rotitoare etc. Transformarea se poate realiza şi în interiorul fotomultiplicatorului folosind cîmpuri electrice sau magnetice alternative. Astfel fotomultiplicatorul poate fi alimentat direct cu tensiune alternativă şi se

obține un semnal alternativ. O altă variantă constă în realizarea unei defocalizări periodice prin aplicarea unei tensiuni alternative la un singur electrod. Striker [4] a modulat fotocurentul cu ajutorul unui cîmp magnetic alternativ. În figura 6 se arată în mod schematic instalația cu care am încercat comportarea fotomultiplicatoarelor noastre pentru aplicații în acest sens. Cîmpul magnetic dat de o bobină Helmholtz a fost perpendicular pe axa fotomultiplicatorului și a fost maxim 22 Asp/m la o modulație de 95% a fotocurentului. Legat de aceasta se pune problema obținerii unei modulări sinusoidale. Forma modulării depinde de tensiunea aplicată electrozilor de focalizare.

Un exemplu concret pentru folosirea fotomultiplicatorului la reglare automată se dă în mod schematic în figura 7. Fotomultiplicatorul R12FS35 (un tip special pentru scopuri de reglare automată cu o sensibilitate de 10—25 A/lumen suportă sarcini mai mari la o funcționare de durată) a fost folosit în automatul de expunere pentru aparate Roentgen. Automatul asigură expunerea corectă la examinări în serie, independent de grosimea obiectului (pacientului) examinat.

Pentru măsurări de scintilații este importantă mărimea fotocatodei și puterea de rezoluție din punct de vedere spectrometric. Pentru aparate fixe și transportabile este potrivit tipul M12FS35.

Domenii speciale de aplicare a fotomultiplicatoarelor sînt aparatele de măsură pentru tehnica izotopilor radioactivi. Echipate cu scintilatoare corespunzătoare cu ele se pot efectua numărarea și spectrometria razelor α, β, γ și a neutronilor. Acest domeniu este foarte larg și cuprinde atît cercetări cît și aplicațiile

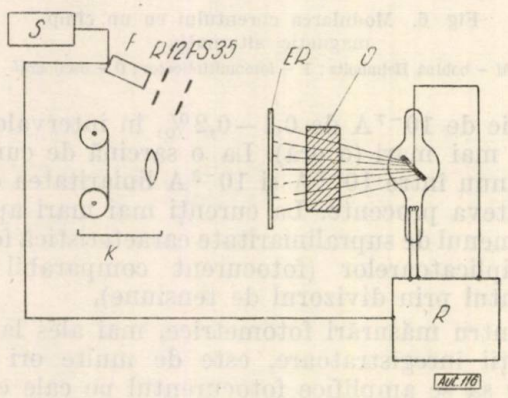


Fig. 7. Schema unui automat de expunere :
S – sursă de alimentare ; *F* – fotomultiplicator ; *ER* – ecran fluorescent pentru raze Roentgen ; *O* – obiectul ; *K* – aparat fotografic ; *R* – instalația de alimentare și comandă a tubului de raze Roentgen.

tehnice (sisteme de avertizare, măsurări de grosimi, măsurări de nivele etc.).

Pentru toate problemele la care se cer scintilatoare mari se pot folosi fotomultiplicatoarele M12FS60. Asemenea cazuri sînt la măsurarea activităților slabe sau la energii mai mari, la care este nevoie de o absorbție mai mare. De asemenea un caz tipic în acest sens este spectrometrul de scintilație gama.

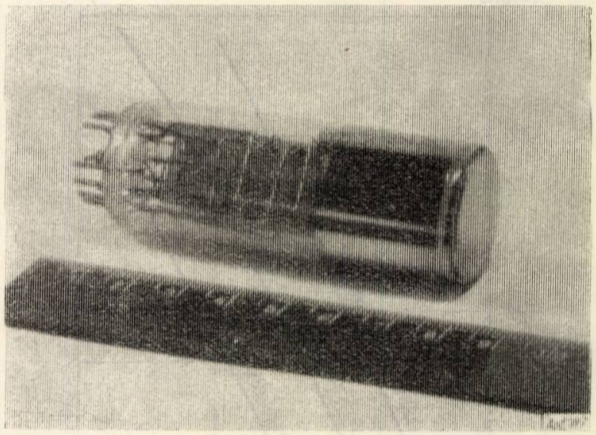


Fig. 8. Fotomultiplicatorul miniatură M10FS25.

Pentru domeniile de aplicație care cer o sensibilitate și mai mare și deci sînt necesare scintilatoare cu suprafață și volum mare (spectrometria razelor gama cu putere de rezoluție mare la energii mari, monitoare alfa și Human Counter și spectrometre Human Counter) sînt destinate tipurile M12FS100 și M12FS150 cu diametrul catodei de 100 mm și 150 mm.

În afara seriei M12 VEB Carl Zeiss, Jena mai produce fotomultiplicatoare miniatură seria M10 destinate unor întrebuințări universale. Tipul M10FS25 este sensibil în domeniul vizibil și este prevăzut în afară de fereastra frontală și cu o fereastră laterală răspunzînd în egală măsură necesităților fotometriei cît și măsurării scintilațiilor. Fiind deosebit de robust și foarte rezistent la trepidații și șocuri, tipul acesta este indicat în special pentru aparate portabile (fig. 8).

Pentru a obține un raport optim semnal-zgomot în condițiile unei puteri de rezoluție spectrometrică bună, trebuie ca să se respecte mărimea potențialului prevăzut pentru diverși electrozi și dinode. Este cunoscut că trecerea electronilor de la un electrod la altul depinde critic de potențial. Cu schema din figura 3 s-a examinat influența potențialului dintre catodă (și primul electrod de focalizare E_1) și al doilea electrod de focalizare E_2 (și prima dinodă D_1) asupra lărgimii la semiamplitudine datorită fluctuațiilor statistice în cazul fotomultiplicatorului M12FS100. Cercetări asemănătoare s-au făcut mai demult asupra modelului M12FS care a stat la baza acestei serii [5] (fig. 9). Mărind tensiunea între catodă și E_2 se îmbunătățește trecerea electronilor în sistemul de emisie secundară și se scade lărgimea la semiamplitudinea datorită fluctuațiilor statistice. Mai complicată este

situația la trecerea de la prima diodă la a doua așa cum rezultă din figura 10. La tensiuni mici între D_1 și D_2 lărgimea la semiamplitudine trece

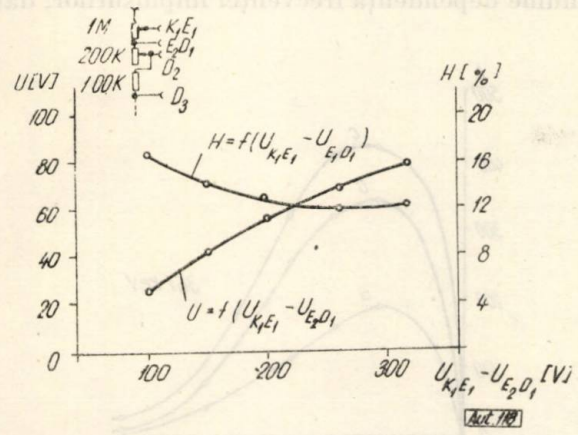


Fig. 9. Dependența trecerii electronilor de tensiunea între fotocatodă și prima diodă :
U – amplitudinea impulsului; *H* – lărgimea la semiamplitudine.

printr-un minim, devenind foarte defavorabil la creșterea acestei tensiuni, și atinge la o valoare

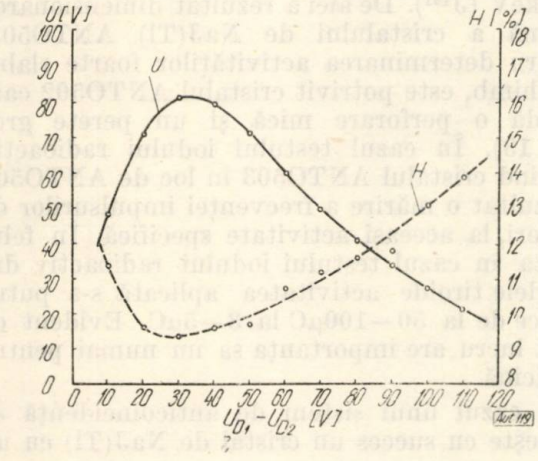


Fig. 10. Dependența rezoluției de tensiunea între prima și a doua diodă :
U – amplitudinea impulsului; *H* – lărgimea la semiamplitudine.

anumită a tensiunii din nou un minim. Poziția minimului coincide aproape cu valoarea maximă a tensiunii [5].

Pentru analizarea spectrelor alfa sînt adecvate în special cristalele de CsJ(Tl). Spectrometria cu o mare putere de rezoluție are o serie de aplicații foarte interesante. Este vorba de analiza unor produse de fisiune care emit particule alfa și de măsurarea grosimii foliilor subțiri. În cazul determinării grosimilor am măsurat amplitudinea impulsului dat de o sursă alfa înainte și după trecerea particulelor prin folie și am putut determina foarte exact grosimea foliei [6]

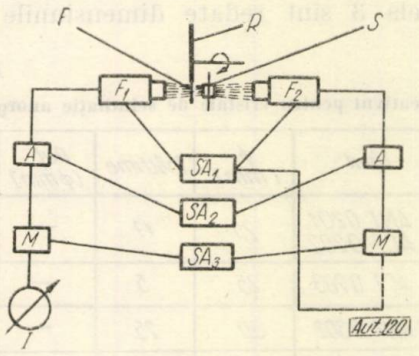


Fig. 11. Schema-bloc a aparatului pentru măsurat grosimi cu metoda măsurării energiei reziduale cu contoare de scintilații :
S – sursă radioactivă; *R* – disc rotitor; *F* – folia de măsurat; F_1 – fotomultiplicator pentru măsurare; F_2 – fotomultiplicator pentru stabilizare; *A* – amplificatoare; *M* – schemă pentru măsurarea amplitudinii impulsurilor; *I* – instrument indicator ; *SA* – sursă de alimentare.

(figura 11). Cu metoda aceasta am obținut o sensibilitate de

$$S = 25 \frac{\text{V}}{\text{mg/cm}^2}.$$

Deci la o precizie de 10 mV și la o densitate egală cu 1 se pot determina variații de grosime de 0,4 mμ, ceea ce corespunde unui strat atomic. După cît ne este nouă cunoscut, aceasta este cea mai precisă măsurare efectuată pînă acum. În tabela 2 sînt arătate rezultatele obținute pînă în prezent cu această metodă.

Tabela 2

Rezultatele măsurării grosimii cu particule alfa cu diferite metode

Metoda	Mărimea	Grosimea resp. diferența de grosime, $mgcm^{-2}$aer	Precizia măsurării $mgcm^{-2}$	Autor
parcurs rezidual cu contor	variație de distanță	10^{-3}	8.10^{-4}	Barber [6]
	variație de distanță	fără precizare	3.10^{-3}	Enge, Wahling, Aanderaa [7]
	variație de presiune	1	10^{-2}	Davison [8]
energia reziduală cu contor de scintilație	amplitudinea impulsului	4.10^{-3}	4.10^{-4}	autorul acestei lucrări

2. Scintilatoare

Pentru toate scopurile de numărare α, β, γ şi neutroni s-au realizat scintilatoarele respective.

2.1. *Scintilatoare din* NaJ(Tl) *şi* CsJ(Tl)

Pentru detectarea şi cercetarea spectrului radiaţiilor gama se folosesc monocristale anorganice din iodură de natriu şi din iodură de cesiu. Primul material este mai uşor de produs şi este mai adaptat fotocatodei multiplicatoarelor, are însă dezavantajul de a fi higroscopic. Cristalul de iodură de cesiu prezintă o absorbţie bună pentru raze gama, în schimb fotocatodele nu sînt aşa de sensibile la lumina lui de scintilaţie. În tabela 3 sînt redate dimensiunile cîtorva

Tabela 3

Indicativul pentru cristale de scintilaţie anorganice

Tipul	⌀ [mm]	Înălţime	Puţ [⌀ mm]
ANT 0201 ACT 0202	25	17	—
ACT 0203	25	5	—
ANT 0302	30	25	—
ANT 0301 ACT 0301	35	25	—
ANT 0501 ACT 0501	50	30	—
ANT 0502 ACT 0502	50	35	16
ANT 0503 ACT 0503	50	35	30
ANT ACT 0701	70	50	—
ACT 0702	70	50	Cu puţ
ANT 0901	90	70	—
ANT 1301	130	90	—

Aut 124

cristale anorganice. Indicativul lor cuprinde trei litere (din care rezultă materialul, structura şi elementul de activare) cît şi cifre (din care rezultă forma şi dimensiunea lor). (Astfel ANT înseamnă monocristal anorganic, din iodură de natriu activat cu taliu, iar ACT cel corespunzător din iodură de cesiu). Litera S după indicativ înseamnă că este destinat măsurărilor spectrometrice, iar litera Z înseamnă că se foloseşte pentru contori. În primul caz valoarea medie a lărgimii la semiamplitudine datorită fluctuaţiilor statistice pentru linia de 661 keV este de 9—10,5% şi se garantează maximum 12%.

Am făcut unele cercetări speciale referitor la dimensionarea optimă a scintilatoarelor de formă specială, cu puţ, care se folosesc pentru determinarea activităţilor foarte mici. Această problemă este deosebit de interesantă pentru testul iodului radioactiv din glandele tiroide [7, 8]. În figura 12 se arată rezultatul unui calcul, şi anume dependenţa frecvenţei impulsurilor, dată

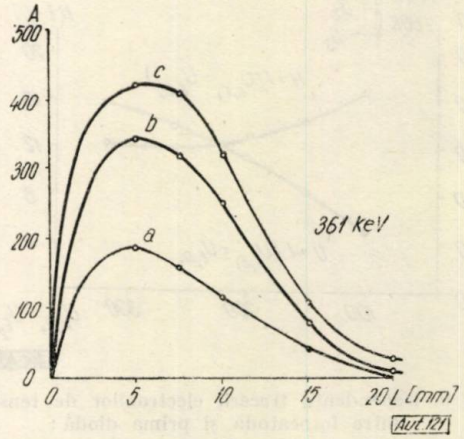


Fig. 12. Dependenţa vitezei de numărare a unui scintilator cu puţ cu diametrul de 50 mm de grosimea peretelui L.

de un scintilator cu puţ cu diametrul de 50 mm, de grosimea peretelui L, în cazul liniei de 361 keV (J^{131}). De aici a rezultat dimensionarea optimă a cristalului de NaJ(Tl) ANTO503. Pentru determinarea activităţilor foarte slabe, în schimb, este potrivit cristalul ANTO502 care posedă o perforare mică şi un perete gros (fig. 13). În cazul testului iodului radioactiv folosind cristalul ANTO503 în loc de ANTO502 a rezultat o mărire a frecvenţei impulsurilor de opt ori, la aceeaşi activitate specifică. În felul acesta în cazul testului iodului radioactiv din glandele tiroide activitatea aplicată s-a putut reduce de la 50—100μC la 3—5μC. Evident că acest lucru are importanţa sa nu numai pentru medicină.

În cazul unui sistem de anticoincidenţă se foloseşte cu succes un cristal de NaJ(Tl) cu un

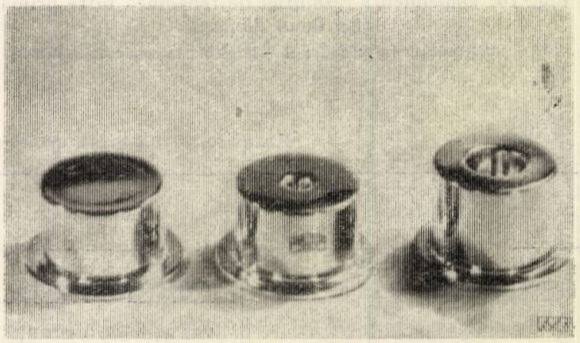


Fig. 13. Scintilatoare cu puţ.

diametru de 100 mm şi o înălţime de 100 mm [9], avînd o perforare cu Ø de 30 mm în care se introduce cristalul spectrometric propriu-zis.

2.2. *Scintilatoare organice*

Pentru contoare α, β, γ şi pentru spectrometrie α şi β s-au cercetat atît monocristale organice cît şi din materiale plastice. Pentru excitarea cu raze alfa s-a folosit radiaţia monocromatică a

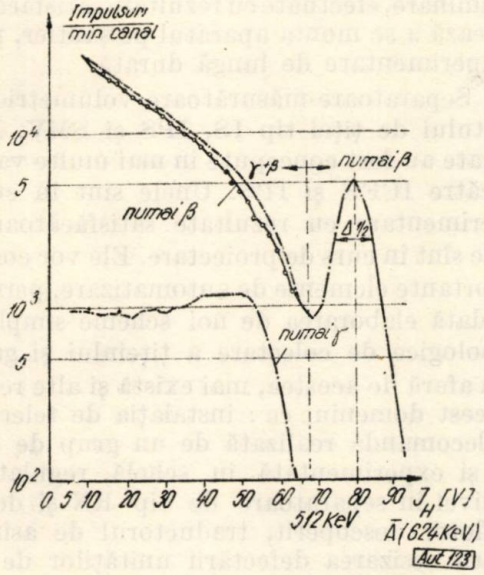


Fig. 14. Spectrul de scintilaţie a radiaţiei de conversiune Cs^{137} cu M12FS35 şi scintilator din plastic.

Po^{210}, iar excitarea beta s-a făcut cu electronii de conversie a Ba^{137} (Cs^{137}); în figura 14 se redă un asemenea spectru [7] şi anume cu şi fără radiaţie beta. În felul acesta s-au studiat diverşi activatori în polistirol determinînd concentraţia lor optimă. S-a constatat că metoda poate servi la determinarea purităţii unor substanţe, completînd metodele chimiei analitice. Dintre scintilatoarele plastice examinate a rezultat că cele mai bune sînt BPD-ul şi *p*-terfenilul. Acest rezultat, care nu corespunde cu determinările făcute cu fotomultiplicatoare RCA-5819, se explică prin sensibilitatea mai bună a fotomultiplicatoarelor M12FS în zona albastră a spectrului. Scintilatoarele plastice se caracterizează prin uşurinţa cu care pot fi produse în orice formă pînă la un diametru de 300 mm.

BIBLIOGRAFIE

1. Görlich, P., Jenaer Jahrbuch, 1954, S. 438.
2. Görlich, P., Krohs, A., Pohl, H.-J., Schmidt, L. Exp. Techn. d. Phys., *5* (1957) 1.
Görlich, P., Krohs, A., Pohl, H.-J., *Comunicare*, IMEKO 1957.
3. Náray, Zs., Ann. Phys., *20* (1957) 386.
4. Striker, G. O., Acta Technica Akademiae Scientiarum Hungaricae, *20* (1957) 83.
5. Görlich, P., Krohs, A., Pohl, H.-J., Reickel, R. u. Schmidt, L., Z. angew. Phys., *10* (1958) 303.
6. Görlich, P., Pabst, K., Pohl, H.-J., Schacke, C., Schnabl, W., Kernenergie, *2* (1959) 795.
7. Correns, H.-J., Dressler, E., Pohl, H.-J., Wiss. Z. der Friedrich-Schiller-Universität Jena, *7* (1957/58) 465.
8. Görlich, P., Krohs, A., Lüdke, W., Pohl, H.-J., Kernenergie, *2* (1959) 201.
9. Reichel, R., *Comunicare*, Soc. de fiz. a R.D.G. Leipzig, April. 1959.

SEBASTIAN SOCOL, CONSTANTIN EVGHENIDE şi ARION IONĂŞCUŢ

Consideraţii privind telecontrolul şi automatizarea extracţiei şi transportului ţiţeiului şi gazelor

Automatizarea proceselor tehnologice din diferitele ramuri industriale constituie în prezent una dintre principalele căi de progres tehnic.

Partidul şi guvernul nostru acordă acestei probleme o mare importanţă. Astfel, la cel de-al III-lea Congres al P.M.R. s-a arătat că, pentru îndeplinirea cu succes a planului economic pe anii 1960—1965, se va acorda o atenţie deosebită mecanizării şi automatizării complexe a producţiei. Se va introduce şi extinde automatizarea complexă a proceselor de producţie, dîndu-se prioritate celor care au procese continue de fabricaţie şi o eficienţă tehnico-economică maximă.

Pe linia acestor sarcini trasate s-au început şi sînt în curs de executare o serie de lucrări privind introducerea automatizării în industria extractivă de petrol şi gaze. În cele ce urmează se fac unele consideraţii privind telecontrolul şi automatizarea extracţiei şi transportului ţiţeiului şi gazelor.

I. Extracţia şi transportul ţiţeiului

A. *Extracţia ţiţeiului*

În ţara noastră extracţia ţiţeiului se numără printre principalele ramuri industriale ale econo-

miei naţionale. Această ramură industrială posedă unele aspecte specifice ca :

— întinderea pe suprafeţe mari, sub cerul liber, a obiectivelor de controlat (sonde, parcuri de colectare etc.) ;

— posibilitatea relativ uşoară de control şi dirijare a procesului tehnologic, care constă în esenţă în manevrarea controlată a fluidelor (lichide, gaze).

Aceste cauze au făcut ca industria extractivă de ţiţei să fie deosebit de propice introducerii automatizării şi telecontrolului.

Lucrările de cercetare şi proiectare în acest domeniu au început în R.P.R. încă din anul 1956. În prezent s-au şi obţinut unele rezultate concrete, ca urmare a eforturilor depuse de colectivele de automatizare de la Institutul de cercetări foraj-extracţie (ICFE) Cîmpina şi Institutul de cercetări electrotehnice (ICET) în colaborare cu unităţi ale M.I.P.C., precum şi de unele colective de inovatori şi specialişti de la Institutul de petrol, gaze şi geologie (IPGG) şi din schelele petrolifere.

Printre lucrările mai importante efectuate pînă în prezent se pot da unele exemple, ca :

1. O instalaţie experimentală de control centralizat şi telecomandă la 13 sonde de ţiţei. Ea utilizează transmisia prin cablu multifilar, permite efectuarea de telemăsuri, telesemnalizări şi telecomenzi şi cuprinde obiective diferite, ca : sonde în erupţie naturală, erupţie artificială şi pompaj, separatoare, rezervoare şi pompe. Avîndu-se în vedere specificul ţării noastre, s-a insistat în mod deosebit asupra sondelor în pompaj, pentru care au fost realizate aparatură specială de telecontrol şi o serie de traductoare de automatizare locală. Rezultatele experimentării fiind satisfăcătoare, s-a trecut — odată cu unele perfecţionări — la extinderea instalaţiei la încă 47 de sonde.

2. Aparatură de teledinamometrare pentru sonde în pompaj realizată în două variante. O variantă, concepută de ICET şi ICFE, utilizează traductoare magnetoelastice şi inductive, iar transmisia se face prin fire. S-a experimentat industrial, o perioadă îndelungată, cu rezultate satisfăcătoare şi în prezent s-a trecut la extindere. Cealaltă variantă, concepută de un colectiv de la IPGG, utilizează traductoare capacitive şi transmisia prin radio. Primele experimentări au avut rezultate promiţătoare. În prezent se fac pregătiri în vederea efectuării unei experimentări industriale îndelungate.

3. Aparatură de telemecanizare pe număr redus de fire, cu selecţie în frecvenţă de tip TP-3, realizată de ICET cu colaborarea ICFE, este în curs de experimentare în schelă, cu rezultate bune. Această aparatură este corespunzătoare nivelului tehnic pe plan mondial şi va sta la baza instalaţiilor de telecontrol şi automatizare ce se vor realiza în anul 1962.

4. Aparatul electronic tip ACA-3-2 de determinare continuă a conţinutului de apă în ţiţei, la trecerea acestuia printr-o conductă, a fost elaborat de ICFE. După unele experimentări preliminare, efectuate cu rezultate satisfăcătoare, urmează a se monta aparatul pe şantier, pentru o experimentare de lungă durată.

5. Separatoare-măsurătoare volumetrice ale debitului de ţiţei tip IS, IPS şi SMV. Aceste aparate au fost concepute în mai multe variante de către ICFE şi IPS. Unele sînt în curs de experimentare cu rezultate satisfăcătoare, iar altele sînt în curs de proiectare. Ele vor constitui importante elemente de automatizare, permiţînd totodată elaborarea de noi scheme simplificate tehnologice de colectare a ţiţeiului şi gazelor.

În afară de acestea, mai există şi alte realizări în acest domeniu, ca : instalaţia de telecontrol şi telecomandă realizată de un grup de inovatori şi experimentată în schelă, regulatoarele de nivel în separatoare de tip RN şi de tipul cu flotor descoperit, traductorul de asimetrie pentru sesizarea defectării unităţilor de pompare, traductorul inerţial pentru sesizarea ruperii prăjinilor ş.a.

În ţara noastră lucrările de introducere a telecontrolului şi automatizării în extracţia ţiţeiului sînt mai avansate la sonde şi mai puţin avansate la parcurile de colectare. Aceasta se datoreşte următoarelor cauze :

a) Din punctul de vedere al investiţiilor, al necesităţii schimbării tehnologiei şi al procurării aparatajului :

— sondele necesită o investiţie — în etapa actuală — de circa 45 000 lei/sondă, nu presupun o schimbare a tehnologiei, iar aparatele necesare sînt aproape toate fabricate în ţară ;

— parcurile necesită investiţii foarte mari, a căror valoare este de 40—50 % din aceea a utilajelor tehnologice ; pentru micşorarea acesteia, se impune o schimbare substanţială a structurii tehnologice, iar principalele aparate trebuie procurate în etapa actuală din import, cu toate dificultăţile legate de aceasta.

b) Din punctul de vedere al calităţii supravegherii :

— sondele sînt mai dificil de supravegheat fără telecontrol, fiind foarte răspîndite şi avînd utilaje în mişcare (în special sondele în pompaj), care se defectează frecvent, ceea ce necesită un personal de supraveghere numeros ;

— parcurile sînt în prezent mult mai bine supravegheate, deoarece se foloseşte aproape exclusiv sistemul centralizat de colectare, iar în parc se află în permanenţă cel puţin un om ; totodată, defectările utilajelor din parcuri se produc rar.

c) Din punctul de vedere al reducerii personalului:

— sondele, prin automatizare, permit eliberarea pentru alte munci a unui personal numeros de ordinul a 50% din cel actual;

— parcurile, cel puţin în următorii cîţiva ani, nu permit prin automatizare vreo reducere mai substanţială de personal.

Toate acestea arată că în general s-a procedat bine prin lucrările care s-au efectuat pînă acum la noi. Totuşi, este necesar ca, odată cu extinderea telecontrolului şi automatizării sondelor, să se intensifice lucrările de experimentare a automatizării parcurilor de colectare. Este cunoscut faptul că prin automatizarea sondelor se creează condiţii de obţinere a unor importante economii prin eliminarea timpului neproductiv necunoscut, prin reducerea timpului productiv cunoscut, economii de curent etc.

În ce priveşte automatizarea parcurilor de colectare, aceasta dă posibilitatea unor reduceri substanţiale de investiţii de utilaje tehnologice, asigură reducerea pierderilor şi contribuie, prin cunoaşterea debitului, la menţinerea unui regim optim de exploatare a sondelor.

Pentru a realiza o automatizare a parcurilor, eficientă din punct de vedere tehnico-economic, este recomandabil să se asigure unele condiţii, ca:

— asimilarea în R.P.R. a unor aparate şi elemente de automatizare şi, în primul rînd, a separatoarelor-măsurătoare volumetrice, a noilor tipuri de regulatoare de nivel şi a ventilelor cu servomotor;

— experimentarea şi punerea la punct a unor scheme de colectare, separare şi transfer mult simplificate faţă de cele actuale, acestea putîndu-se realiza datorită măririi posibilităţilor de etalonare, ca urmare a automatizării şi îmbunătăţirii regimului tehnologic al sondelor, mărindu-se astfel stabilitatea funcţionării lor. După experimentare, aceste scheme simplificate vor putea fi realizate în schelele noi încă de la început, iar în schelele existente ele vor fi adoptate parţial sau total, de la caz la caz, ţinîndu-se seamă de factorul economic.

În scopul asigurării continuităţii lucrărilor şi pentru a se grăbi această acţiune, introducerea automatizării în extracţia ţiţeiului s-a făcut în R.P.R. în mai multe etape, urmărindu-se o descreştere continuă a cheltuielilor de investiţie şi, în acelaşi timp, o perfecţionare tehnică continuă a sistemelor de automatizare realizate. Astfel:

a) Prima etapă a constituit-o proiectarea, unui sistem de telecontrol şi automatizare caracterizat prin faptul că prevedea controlul unui număr foarte mare de parametri şi operaţii, iar transmisia era preconizată cu fire individuale prin cablu multifilar. Acest sistem fiind foarte costisitor şi greoi, nu s-a trecut la realizarea lui.

b) A doua etapă a constituit-o instalaţia experimentală de control centralizat şi automatizare a 13 sonde experimentată timp de circa 1 an, cu rezultate satisfăcătoare. Această instalaţie utilizează, de asemenea, transmisia cu fire individuale prin cablu telefonic multifilar, dar numărul de parametri controlaţi şi operaţii efectuate este mult mai redus, mergîndu-se pe linia efectuării unui control eficient prin alegerea raţională a unui număr minim de parametri şi operaţii. Aceste măsuri au permis să se obţină o cheltuială de investiţie pe sondă, în acest caz, de circa trei ori mai mică decît în cazul proiectului menţionat anterior.

c) A treia etapă a constituit-o extinderea instalaţiei experimentale menţionate la încă 47 de sonde. În acest caz transmisia s-a realizat printr-un sistem de fire comune (bare) care trec în cordon pe la un grup de obiecte controlate, dispunîndu-se de cîte un fir individual pentru fiecare sondă, ce serveşte la selecţie. În etapa aceasta cheltuielile de investiţie pe sondă s-au redus cu circa 25% faţă de etapa a doua.

În prezent putem să întrevedem următoarele etape de dezvoltare, în următorii cîţiva ani, a telecontrolului şi automatizării extracţiei ţiţeiului, etape în vederea cărora se află în curs de elaborare şi experimentare o serie de aparate şi elemente necesare. Aceste etape, expuse cronologic în continuarea celor realizate deja, sînt:

d) Utilizarea unui sistem de transmisie pe trei fire folosind selecţia în frecvenţă (tipul TP-3). Aceasta va constitui etapa a patra de dezvoltare şi va fi realizată în cadrul unei noi instalaţii concepută numai pentru sonde în pompaj, instalaţie pentru care s-au început lucrările de execuţie. Etapa aceasta va necesita o cheltuială de investiţie pe sondă cu circa 10% mai mică decît în etapa a treia şi va constitui un pas hotărîtor în realizarea industrială în R.P.R. a unei aparaturi de telemecanică la nivelul tehnicii mondiale.

Pentru viitor se pot considera ca cele mai indicate următoarele etape de dezvoltare:

e) Etapa a cincea care va consta în utilizarea unui sistem de telemecanică cu transmisie pe două fire folosind selecţia în frecvenţă şi care va cuprinde sondele în erupţie naturală, erupţie artificială şi pompaj, precum şi toate celelalte instalaţii din schelă ca parcuri de separare, colectare şi transfer, distribuitoare de gaze etc.

f) Etapa a şasea, care se va dezvolta în bună măsură paralel cu a cincea şi va consta în utilizarea unei aparaturi de telemecanică cu transmisie prin radio. Experimentările efectuate deja în acest sens au dat rezultate promiţătoare.

La realizarea instalaţiilor din toate aceste etape viitoare este recomandabil să se ţină seamă de următoarele principii:

— utilizarea la maximum a automatizării locale şi prin aceasta reducerea, în cît mai mare măsură, a sarcinilor aparaturii de telemecanică;

— limitarea numărului de telemăsuri la strictul necesar;

— eliminarea, pe cît posibil, a telecomenzilor prin utilizarea interblocărilor şi a autocomenzilor după program;

— semnalizarea la postul central numai a situaţiilor anormale (avarii, ieşiri grave din limite);

— automatizarea cît mai completă a muncii dispecerului, prin localizarea şi memorizarea automată a obiectivelor avariate sau care funcţionează anormal;

— rezolvarea interdependentă a schemelor tehnologice de lucru şi a aparaturii de telemecanică şi automatizare, în special în cazul schelelor noi; totodată se va ţine seamă de specificul fiecărei schele, de utilajul şi aparatura disponibilă, de structura organizatorică şi de ritmul de introducere prevăzut în planul de stat.

Majoritatea principiilor expuse în cele ce preced sînt considerate ca linii călăuzitoare în principalele ţări industriale. Lucrînd pe această linie, este foarte probabil ca în viitor să se ajungă la sisteme de telecontrol şi automatizare în care aparatura de telemecanică va controla numai parcurile şi instalaţiile anexe, iar la sonde va rămîne numai automatizarea locală, telecontrolul lor făcîndu-se prin măsurarea permanentă automată a debitelor la parcurile de colectare. Această tendinţă este însă, deocamdată, doar în faza de discuţii şi cercetare.

O altă tendinţă esenţială de viitor o constituie realizarea de sisteme complexe de telecontrol şi automatizare care să cuprindă întreaga schelă (sonde, parcuri de separatoare, parcuri de rezervoare, staţii de compresoare, staţii de pompare, instalaţii pentru injecţia apei în zăcămînt, staţii de deshidratare, staţii de dezbenzinare ş.a.). De aceea, este necesar să se tindă spre crearea unei aparaturi unificate de telemecanică, care fără nici o schimbare sau cu schimbări neesenţiale să permită realizarea telecontrolului tuturor obiectivelor şi instalaţiilor dintr-o schelă şi legarea lor în cele din urmă într-un singur sistem complex. La elaborarea aparaturii de telemecanică şi a schemelor de telecontrol mai trebuie să se ţină seamă şi de posibilitatea utilizării în viitor a maşinilor electronice de calcul atît pentru menţinerea automată a unui regim optim de exploatare a sondelor şi a instalaţiilor de suprafaţă cît şi, mai ales, pentru menţinerea automată a unui regim de exploatare raţională a întregului zăcămînt.

În ceea ce priveşte structura organizatorică a schelei, este evident că, prin introducerea telecontrolului şi automatizării, ea va suferi modificări substanţiale. Deşi în literatura de specialitate se întîlnesc unele detalii în acest sens, în actuala lucrare se va arăta doar orientativ reţeaua de control la care se consideră raţional să se ajungă în ţara noastră în următorii cîţiva ani. Aceasta va consta în următoarele:

a) vor exista instalaţii de telecontrol şi automatizare cuprinzînd un număr pînă la 120 de sonde, inclusiv parcurile de colectare, separare şi transfer ţiţei şi gaze; fiecare instalaţie de acest gen va dispune de un post local de dispecer şi se va afla sub conducerea şefului secţiei respective;

b) vor exista instalaţii de telecontrol şi automatizare pentru instalaţiile auxiliare ca: parcuri centrale de depozitare, staţii de deshidratare, staţii de dezbenzinare, sisteme de injecţie a apei în zăcămînt ş.a.; fiecare instalaţie de acest gen va avea un post local de dispecer şi se va afla sub conducerea dispecerului respectiv;

c) va exista o instalaţie centrală de telecontrol pe întreaga schelă, care va asigura controlul tuturor obiectivelor şi instalaţiilor menţionate anterior, folosind în acest scop un minim de telesemnalizări şi telemăsuri precum şi legătură telefonică; această instalaţie va dispune de un post central de dispecer şi se va afla sub conducerea şefului de producţie al schelei.

B. *Transportul ţiţeiului*

Introducerea telecontrolului şi automatizării în transportul ţiţeiului pe conducte dintr-o serie de ţări industriale a permis perfecţionarea şi simplificarea substanţială a procesului tehnologic în aşa măsură încît valoarea utilajelor eliberate (rezervoare, ventile etc.) a asigurat acoperirea, în bună parte sau chiar total, a investiţiilor necesare automatizării.

Totodată, s-au mai obţinut şi alte avantaje importante, ca:

— mărirea coeficientului de utilizare a conductei;

— mărirea operativităţii în exploatare;

— preîntîmpinarea şi lichidarea rapidă a avariilor;

— reducerea pierderilor;

— mărirea productivităţii muncii etc.

Toate acestea au făcut ca, în ţările cu industrie dezvoltată (U.R.S.S., S.U.A. ş.a.), să se acorde prioritate introducerii automatizării în acest domeniu, obţinîndu-se importante realizări.

În ţara noastră, printre lucrările efectuate în acest domeniu un deosebit interes îl prezintă cazul unei staţii de pompare pentru care s-au efectuat studii de către ICET; în prezent se efectuează lucrări de proiectare privind automatizarea unei staţii de pompare, ca o primă fază a introducerii telecontro-

lului şi automatizării conductei magistrale respective. Instalaţia prevede telemăsurarea şi semnalizarea parametrilor de transport, telecomanda agregatelor de pompare şi a robinetelor principale şi anumite interblocări. Această automatizare va permite totodată experimentarea unei scheme tehnologice simplificate, permiţînd prin aceasta eliberarea de utilaje a căror valoare acoperă peste 90% din investiţiile făcute.

Pentru realizarea cît mai grabnică a unei automatizări eficiente a transportului ţiţeiului pe conducte este necesară atît îndeplinirea unor măsuri de ordin tehnologic, cît şi realizarea în ţară a unor aparate şi utilaje. Dintre acestea menţionăm:

1. Măsuri de ordin tehnologic:

— realizarea unui regim închis de curgere;

— pomparea în regim din pompă în pompă;

— pomparea succesivă a diferitelor sorturi de ţiţei.

2. Asimilarea în ţară a fabricaţiei în special a următoarelor aparate şi utilaje:

— debitmetre volumetrice cu camere de măsură mobile sau cu turbină;

— vane telecomandate;

— pompe centrifuge.

Faţă de eficacitatea, deosebit de evidentă, a introducerii telecontrolului şi automatizării în transportul ţiţeiului pe conducte, se poate considera că aceste lucrări trebuie efectuate cu prioritate.

II. Extracţia şi transportul gazelor

A. *Extracţia gazelor*

Introducerea automatizării şi telecontrolului în extracţia gazelor ridică probleme tehnice mult mai uşor de rezolvat decît în cazul extracţiei ţiţeiului, datorită omogenităţii fluidului exploatat şi procesului tehnologic relativ simplu (problema separării diferitelor faze se reduce aici doar la eliminarea condensatului, mecanismele cu piese în mişcare lipsesc aproape complet ş.a.m.d.).

În R.P.R. prima instalaţie experimentală de control centralizat şi telecomandă pusă în funcţiune la patru sonde dintr-un cîmp de gaze a fost elaborată de către ICET, cu colaborarea unităţilor M.I.P.C.

Sistemul utilizat măsoară şi semnalizează de la distanţă presiunea statică şi diferenţială a gazelor produse de sonde şi permite efectuarea de către dispecer a telecomenzii ventilelor colţare, respectiv reglarea la dorinţă a debitelor de gaze produse. Prin această instalaţie s-a realizat, pentru prima oară în ţara noastră, un sistem de telemecanică pentru sonde, utilizîndu-se numai două fire de teletransmisie, lucrînd pe principiul selecţiei în cod de impulsuri.

Rezultatele experimentale obţinute au permis să se verifice principiul care a stat la baza proiectării aparaturii şi să se precizeze unele îmbunătăţiri necesare. În prezent se efectuează lucrări de montare în vederea extinderii sistemului la întreg cîmpul. Noua etapă a instalaţiei extinse din primul cîmp de gaze va constitui o verificare experimentală sub aspect tehnologic privind exploatarea unui întreg cîmp de gaze utilizînd telecontrolul şi telecomanda. Ea va permite precizarea şi îmbunătăţirea programului tehnologic pentru viitoarele instalaţii de automatizare, astfel încît un minim de parametri controlaţi şi de operaţii efectuate (respectiv un minim de investiţie) să asigure un telecontrol suficient şi eficace.

Una dintre marile dificultăţi în introducerea automatizării la extracţia gazelor o constituie volumul relativ mare de investiţii necesare. Acesta este impus de realizarea liniilor de alimentare cu energie electrică, de necesitatea efectuării de amenajări şi regrupări tehnologice importante, de volumul mare de puncte controlate. Faţă de toate acestea, pentru îmbunătăţirea lucrărilor de introducere a automatizării în extracţia gazelor naturale se pot propune următoarele măsuri:

1. Sistemele de telecontrol şi automatizare să fie astfel concepute, încît introducerea lor în cîmpurile existente de gaze să necesite un minim de completări şi modificări. Prin utilizarea alimentării centralizate cu energie electrică va cădea necesitatea plantării de reţele energetice, iar prin utilizarea de posturi locale, prevăzute pentru unul sau un grup de obiecte controlate, va cădea necesitatea grupării sondelor în cazurile cînd aceasta nu este deja realizată. În acest scop se recomandă:

— perfecţionarea sistemului de telemecanică cu selecţie prin cod de impulsuri, astfel încît el să îndeplinească condiţiile arătate şi prin aceasta să asigure realizarea în bune condiţii a programului de automatizare pentru perioada imediat următoare;

— experimentarea sistemului de telemecanică cu selecţie în frecvenţă la un cîmp de sonde de gaze. Pe baza experimentării, se va alege cel mai bun sistem pentru extindere, sau se va stabili domeniul de aplicabilitate al fiecăruia;

— elaborarea şi asimilarea ventilelor telecomandate acţionate pneumatic atît pentru secţionarea conductelor, cît şi pentru utilizarea ca ventile-colţare la sonde; aceasta va exclude necesitatea reţelelor electrice de forţă creînd condiţii de realizare a telecomenzii prin alimentare centralizată.

2. La proiectarea punerii în exploatare a noilor cîmpuri de gaze este raţional ca, încă

de la început, să se asigure condiţiile necesare introducerii automatizării, astfel încît să nu mai fie necesare modificări şi completări ulterioare.

3. Programul de introducere a telecontrolului şi automatizării în extracţia gazelor să fie îmbunătăţit şi definitivat prin continuarea studierii şi experimentării tehnologice, precizîndu-se, în condiţiile concrete din ţara noastră: volumul de automatizare necesar, ritmul de introducere a acesteia, precum şi obiectivele şi cîmpurile cele mai indicate a fi automatizate în primă ordine de urgenţă.

B. *Transportul gazelor*

Odată cu creşterea impetuoasă a extracţiei gazelor naturale în R.P.R., reţeaua de conducte magistrală primeşte o dezvoltare deosebită, asigurînd alimentarea majorităţii centrelor industriale importante ale ţării. La sfîrşitul anului 1965 ţara noastră va dispune de conducte magistrale pentru transportul gazelor, cu o lungime totală de 4 000 km. Pentru exploatarea acestor conducte în condiţii optime este necesară dotarea lor cu instalaţii de telecontrol şi automatizare. În ţările cu industrie dezvoltată conductele magistrale de gaze sînt prevăzute încă de la început, cu instalaţii de telecontrol şi automatizare, investiţiile necesare fiind de 3—4% (inclusiv legătura telefonică) din costul total al conductei. Prin aceasta se obţine o serie de avantaje, ca:

— asigurarea în bune condiţii a programului de alimentare cu gaze a consumatorilor la parametrii prescrişi; aceasta influenţează pozitiv economia naţională, prin realizarea planului de producţie al întreprinderilor alimentate;

— creşterea coeficientului de utilizare a conductei, avantaj ce se face tot mai mult simţit pe măsura încărcării conductei;

— mărirea operativităţii eliminării avariilor prin semnalizare şi evitarea agravării lor prin autoblocare;

— utilizarea economică a staţiilor de compresoare.

În R.P.R. prima instalaţie de telecontrol şi automatizare s-a realizat pe o porţiune ce reprezintă 50% din lungimea unei conducte magistrale şi urmează a se completa şi pe restul lungimii acesteia.

Instalaţia prevede telemăsura şi semnalizarea parametrilor de transport (presiuni, debite), precum şi limitarea debitului consumat la debitul planificat prin reglare automată locală. Dispune de rezerve pentru eventuala completare cu telecomenzi. Sistemul de teletransmisie este cu curenţi purtători. Semnalele de telemăsură sînt impulsuri modulate în frecvenţă.

Proiectarea şi execuţia lucrării au fost efectuate de către ICET şi unităţi ale M.I.P.C.

În prezent, se efectuează studii şi proiecte privind automatizarea a încă trei conducte magistrale de transportat gaze, avînd lungimi mult mai mari.

Pentru ca viitoarele instalaţii de automatizare a transportului gazelor pe conducte să se realizeze în timp util şi în condiţii economice mai eficiente, este necesară asimilarea unei serii de aparate şi elemente de automatizare cu domeniu mare de utilizare, ca:

— debitmetre cu compensare de presiune pentru măsurători cu caracter tehnologic (caz în care precizia cerută nu este prea mare) şi debitmetre cu compensare de presiune şi temperatură pentru măsurători cu caracter comercial (caz în care precizia cerută este ridicată);

— manometre cu traductor inductiv sau cu cod de impulsuri pentru telemăsurarea presiunilor;

— regulatoare de presiune şi regulatoare de debit de construcţie perfecţionată;

— dispozitive pentru eliminarea automată a condensatului ş.a.

În ceea ce priveşte sistemele de telemecanică, este necesar să se continue studierea oportunităţii elaborării şi asimilării lor, ţinînd seamă şi de tendinţa de creare a unui sistem unificat cu aplicaţii şi în alte domenii, în primul rînd în transportul ţiţeiului şi al produselor petroliere.

În condiţiile actuale din R.P.R., economiile directe ce se obţin prin introducerea telecontrolului şi automatizării în acest domeniu sînt relativ mici. Eficienţa economică a introducerii automatizării în transportul gazelor se poate determina numai prin consideraţii făcute la nivelul întregii economii naţionale, ţinînd seamă de asigurarea debitului programat pentru consumatori. Aceasta cu atît mai mult, cu cît la noi lipsesc deocamdată aproape complet doi dintre factorii importanţi a căror prezenţă creează condiţii deosebit de avantajoase introducerii automatizării, şi anume staţiile de compresoare şi înmagazinarea subterană a gazelor. Dacă compresoarele este de dorit să fie utilizate cît mai tîrziu posibil, în schimb înmagazinarea subterană constituie un obiectiv care trebuie cercetat cît mai curînd, cel puţin pentru principalele conducte magistrale. Faţă de cele de mai sus, apare evidentă necesitatea efectuării unui studiu general tehnico-economic care pe baza studiilor şi lucrărilor concrete, realizate pînă în prezent, să definitiveze programul şi ritmul automatizării conductelor de gaze în anii viitori şi să preconizeze măsurile necesare în vederea măririi eficacităţii acesteia. Totodată este necesar să se studieze mai aprofundat aspectele tehnologice ale problemei pentru a îmbunătăţi pe această bază structura telecontrolului atît în ceea ce priveşte parametrii controlaţi cît şi operaţiile efectuate.

În toate aceste studii este util să se țină seamă de faptul că transportul gazelor pe conducte se face sub un control unic în întreaga țară și de aceea instalațiile de automatizare pentru fiecare conductă trebuie în așa fel concepute încît să permită interconectarea lor ulterioară într-un sistem de dispecerizare național. De asemenea, este bine să se urmărească legarea într-o etapă ulterioară a sistemului de automatizare a conductelor cu cel al cîmpurilor de gaze, prin aceasta crescînd simțitor eficacitatea obținută.

În străinătate se efectuează, în prezent, într-un ritm accelerat cercetări și experimentări în vederea utilizării mașinilor electronice de calcul în instalațiile de telecontrol și automatizare. Această acțiune se efectuează în două etape. Prima etapă constă în realizarea unui circuit deschis de reglare în care mașina de calcul recepționează și prelucrează materialul informativ, iar hotărîrile și telecomenzile sînt date de dispecer. A doua etapă constă în realizarea unui circuit închis de reglare, în care caz acțiunea dispecerului se reduce la stabilirea și schimbarea periodică a programului de lucru al mașinii. În această etapă se consideră că procesul este complet automatizat, realizîndu-se telereglarea interconectată a întregului complex de operații a zeci și chiar sute de obiective începînd cu extracția gazelor și transportul lor și terminînd cu distribuirea la consumatori.

Față de importanța rețelei de conducte magistrale pentru transport de gaze, care formează un al doilea sistem energetic al țării, este necesar ca specialiștii noștri să se țină la curent cu lucrările efectuate în străinătate în scopul introducerii mașinilor electronice de calcul în acest domeniu și să înceapă încă de pe acum studii și cercetări pentru realizarea acestor obiective și în R.P.R.

III. Concluzii și propuneri

1. Introducerea telecontrolului și automatizării în extracția și transportul țițeiului și gazelor este o problemă de o deosebită importanță și de mare actualitate. În acest domeniu s-au experimentat cu rezultate satisfăcătoare unele instalații și aparate de automatizare și sînt în curs de montare sau proiectare o serie de alte lucrări.

Față de importanța problemei, este recomandabil să se intensifice ritmul de executare a lucrărilor și, totodată, să se înceapă lucrări de automatizare și a instalațiilor care pînă în prezent nu au fost abordate, asigurîndu-se astfel condițiile pentru trecerea la automatizarea complexă.

2. Experimentările efectuate la noi pînă în prezent, precum și lucrările din literatura străină de specialitate, arată necesitatea continuării de studii, cercetări și experimentări ample în scopul perfecționării proceselor tehnologice, ținîndu-se seamă de cerințele și de posibilitățile pe care le oferă telecontrolul și automatizarea. Totodată, aceste studii trebuie să stabilească parametrii și operațiile cele mai indicate a fi cuprinse în instalațiile de telecontrol, astfel încît, utilizînd un minim de parametri și operații, să se asigure un telecontrol suficient și — totodată — eficient al întregului proces tehnologic, iar printr-o automatizare locală cît mai completă să se tindă către excluderea necesității intervenției omului în desfășurarea normală a procesului tehnologic.

3. În ceea ce privește eficacitatea economică, aceasta constituie unul dintre criteriile esențiale care indică gradul de automatizare la care trebuie să ne oprim în etapa respectivă de dezvoltare, precum și domeniile și instalațiile cărora trebuie să li se acorde prioritate. De aceea, este necesar să se intensifice acțiunea de studiere a aspectelor economice ale introducerii telecontrolului și automatizării. Totodată este util să se folosească cu curaj toate posibilitățile oferite de automatizare privind simplificarea procesului tehnologic, reducerea utilajelor, îmbunătățirea formei de organizare a unităților, asigurîndu-se astfel o mai mare eficiență. Bineînțeles că eficacitatea tehnico-economică a automatizării poate fi obținută la un nivel corespunzător numai după trecerea unei perioade de experimentare, dar chiar și în timpul experimentării aceasta trebuie să constituie o preocupare de bază.

4. Pentru a asigura introducerea pe scară largă a telecontrolului și automatizării în industria extractivă de țiței și gaze din R.P.R. este recomandabil să se asigure unele condiții, ca:

a) întărirea colectivelor din institutele de cercetări, proiectări și din întreprinderile executoare care lucrează în acest domeniu;

b) asimilarea în țară a fabricației majorității elementelor și aparatelor de automatizare necesare;

c) pregătirea sistematică a cadrelor medii și superioare de automatiști cu următoarele trei profile: tehnologi-automatiști, electroniști-automatiști și mecanici-automatiști.

D. DAMSKER, G. WEINRICH şi I. LANDAU

Sistem de reglare a turaţiei prin tensiunea indusului şi micşorarea fluxului la o acţionare reversibilă cu referinţă unică

Cercetările întreprinse au condus la stabilirea unor scheme de reglare a acţionărilor electrice cu motor de curent continuu, utilizînd blocuri de reglare tranzistorizate. În lucrările [1] şi [2] au fost descrise aceste blocuri, care fac parte din sistemul de reglare unificat pentru acţionări electrice „UNIDIN" asimilat la uzinele Electromagnetica, dîndu-se şi unele exemple de aplicaţie. În lucrarea [3] a fost analizată reglarea optimală şi a unei acţionări reversibile care are ca mărime principală de acţiune tensiunea aplicată motorului de acţionare, fluxul său fiind constant.

Prezentul articol se referă la studiul teoretic şi verificarea experimentală la scară redusă, a schemei de reglare a acţionării patului unei maşini de rabotat şi frezat.

Condiţiile acţionării cer ca reglarea turaţiei să se facă continuu într-o gamă largă, şi anume 1/50 în domeniul fluxului motor constant şi 1/2,4 în domeniul fluxului motor micşorat; reversarea sensului de turaţie trebuie să se facă cu rapiditatea maximă admisibilă faţă de puterea instalată în maşinile electrice, însă fără şocuri de acceleraţie sau declaraţie.

Pentru satisfacerea acestor condiţii, s-a experimentat schema tip a unui sistem de reglare optimală a turaţiei acţionînd prin tensiunea indusului şi excitaţia motorului cu controlul automat al reversării sub acţiunea unei singure mărimi de referinţă. Considerăm că schema este tipică prin aceea că se poate aplica la puteri foarte variate de ordinul kW la ordinul sutelor de kW, cu scopuri diferite (mecanisme de laminor, maşini-unelte, furnale), dat fiind că se face uz de regulatoare tip cu constante ajustabile. Reglarea este optimală în sensul că fiecare circuit de reglare a fost optimizat după criteriul cel mai potrivit scopului îndeplinit de circuitul respectiv.

Sistemul studiat este caracterizat prin reglarea în cascadă a parametrilor electrici pornind de la o referinţă unică şi anume turaţia impusă care acţionează succesiv asupra canalului de comandă a tensiunii motorului şi asupra canalului de excitare a motorului, comutînd acţiunea de la un canal la altul, cînd sînt îndeplinite condiţiile prestabilite, prin intermediul reglării f.e.m. a motorului.

În cele ce urmează se stabilesc prescripţiile de ajustare a regulatoarelor din fiecare circuit, se determină relaţiile înlăturării perturbaţiilor de sarcină cu ajutorul cărora se poate prestabili gama de reglare, se aduc confirmări experimentale prin măsurători oscilografice.

Reglarea turaţiei prin intermediul reglării la valoarea constantă a f.e.m. a motorului, acţionînd asupra excitaţiei motorului, îşi găseşte pentru prima dată în lucrarea care urmează analiza teoretică şi verificarea experimentală corespunzătoare.

1. Scheme posibile pentru sistemul unic de reglare

A fost experimentat un sistem avînd ca agregat de bază un grup Ward-Leonard cu motor de 10 kW. Excitaţia maşinilor principale s-a făcut prin cîte o amplidină. Este de remarcat că înlocuirea generatorului cu mutatoare cu vapori de mercur este raţională mai ales la puteri şi performanţe ridicate. Calculele care urmează, pot fi uşor modificate pentru acest caz şi ele arată avantajul acestui amplificator lipsit practic de inerţie.

Amplidinele nu reprezintă un element specific pentru sistem, ele avînd rolul numai de amplificator de putere. Înlocuirea lor, la puteri mici, cu amplificatoare magnetice sau cu tiratroane nu schimbă fundamental consideraţiile teoretice de mai jos. La excitarea generatorului, amplificatorul de putere trebuie să fie totdeauna bidirecţional pentru inversarea sensului de rotaţie al motorului şi pentru frînarea lui. La excitarea motorului, după cum se va vedea mai jos, uneori este suficient un amplificator unidirecţional şi în acest caz cel magnetic este potrivit, alteori însă este necesar şi aici un amplificator bidirecţional.

În [3], a fost descris şi analizat canalul de acţiune prin tensiunea generatorului, deci al tensiunii aplicate motorului. S-a dovedit că introducerea a trei circuite de reglare în cascadă şi anume a excitaţiei generatorului, a curentului principal şi a turaţiei motorului prezintă unele avantaje dinamice, deşi sînt suficiente numai două circuite şi anume ale turaţiei şi curentului. Acest canal poate fi folosit pentru obţinerea turaţiilor pînă la turaţia corespunzătoare, tensiunii nominale a motorului, fluxul motorului rămînînd constant.

În cadrul sistemului descris, este posibilă impunerea unei turaţii superioare, prin aceeaşi tensiune de referinţă, ceea ce are ca efect că, după atingerea posibilităţii maxime a canalului tensiunii motorului, se trece automat la micşorarea fluxului pînă se ajunge la turaţia impusă.

Acest lucru este posibil prin reglarea la limită a tensiunii aplicate motorului [4], [5], [6]. În sistemul studiat, se reglează în acelaşi scop, f.e.m. a motorului în locul tensiunii.

Această soluție corespunde mai bine fenomenelor fizice și anume menținerea curentului principal la valoarea maximă în timpul reversării, înlăturarea rapidă a unei perturbații de sarcină în domeniul fluxului micșorat, precum și micșorării rapide a fluxului pentru creșterea turației. Dacă f.e.m. a motorului e_m este menținută constantă la valoarea sa maximă E_m admisibilă, atunci tensiunea aplicată motorului este liberă și poate fi comandată de reglarea curentului în rad/s și K_e — factorul de proporționalitate, arată că la E_m constant, creșterea turației provoacă direct micșorarea fluxului. Acest procedeu conduce și la simplificări importante ale funcțiilor de transfer și optimizării circuitelor după cum se dovedește în lucrarea care urmează.

Un avantaj suplimentar poate apărea la unele acționări (de exemplu în tracțiunea electrică) unde motorul poate fi prevăzut cu o înfășurare suplimentară de excitație prin care fluxul să fie

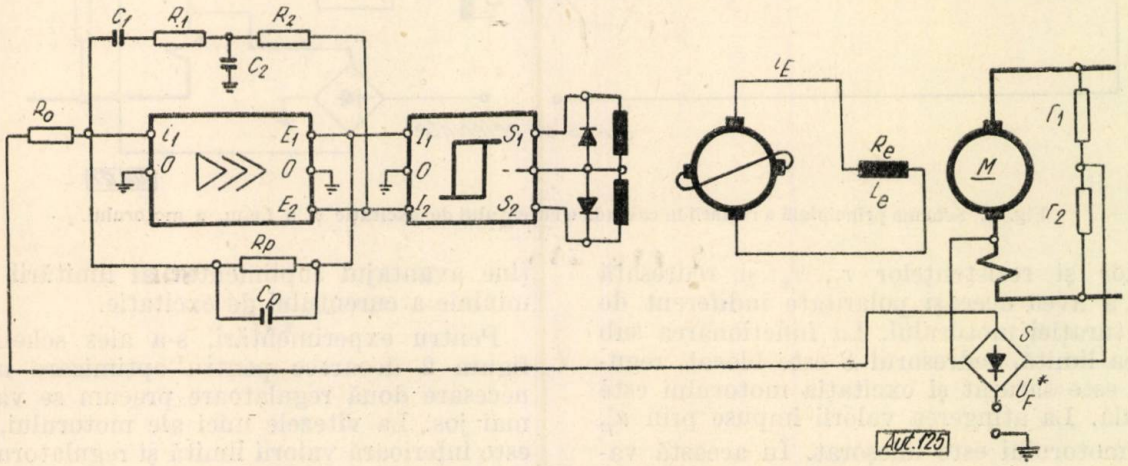


Fig. 1. Schema principială a reglării f.e.m. a motorului.

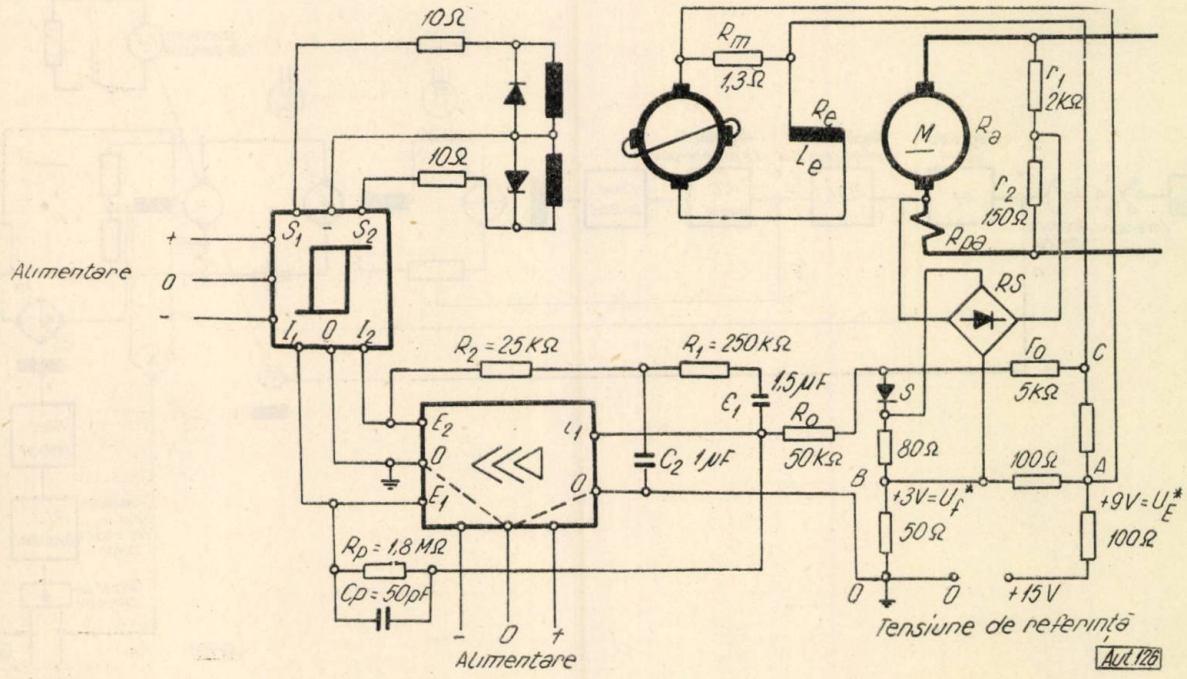


Fig. 2. Schema principială a reglării convergente a f.e.m. și a curentului de excitație.

concordanță cu înlăturarea perturbațiilor (fie de comandă, fie de sarcină). De asemenea, relația de mai jos

$$E_m = K_e \Phi\Omega \qquad (1)$$

unde Φ este fluxul motorului, Ω — turația în mărit la turațiile mici și micșorat la turațiile mari prin același circuit de reglare a f.e.m.

Pentru reglarea separată a f.e.m. a motorului prin variația fluxului său se pot considera schemele din figurile 1, 2, 3. Prima schemă [7] are avantajul simplicității.

Regulatorul basculant PID este urmat de un amplificator bistabil de putere cu tranzistoare care debitează asupra amplitudinii F.e.m. este măsurată prin puntea formată de bobinajele

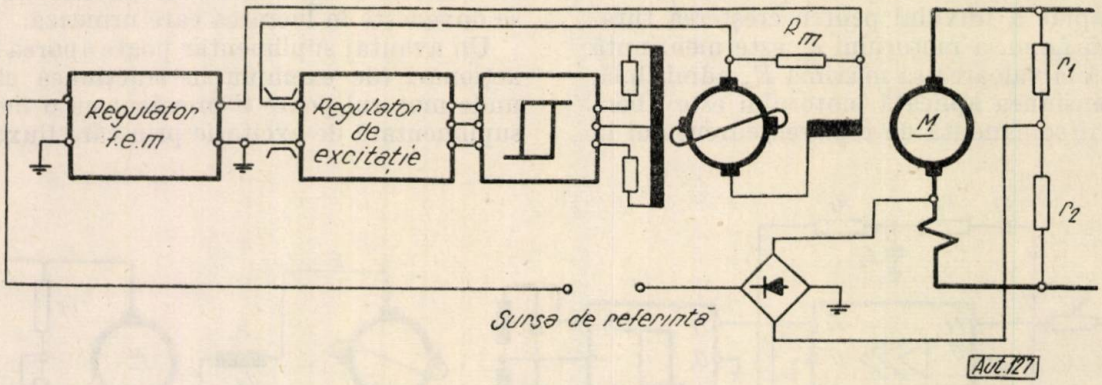


Fig. 3. Schema principială a reglării în cascadă a curentului de excitație și a f.e.m. a motorului.

maşinilor şi rezistenţelor r_1, r_2 şi redresată pentru a avea aceeaşi polaritate indiferent de sensul turaţiei motorului. La funcţionarea sub valoarea limită, redresorul S este blocat, regulatorul este saturat şi excitaţia motorului este nominală. La atingerea valorii impuse prin u_f^*, fluxul motorului este micşorat. În această variantă, forţarea excitării şi dezexcitării motorului este redusă încît utilizarea ei este potrivită numai la acţionări cu variaţii lente ale vitezei.

Schema din figura 2, permite reglarea în circuit închis a curentului de excitaţie la valoarea sa nominală la turaţii inferioare, iar la turaţii superioare reglează f.e.m. Reglarea este convergentă (în paralel). Neajunsul primei scheme este înlăturat.

Ultima schemă (fig. 3) reprezintă reglarea în cascadă a f.e.m. şi a excitaţiei motorului. Se obţine avantajul suplimentar al limitării valorii minime a curentului de excitaţie.

Pentru experimentări, s-a ales schema din figura 2 deoarece pentru optimizare nu sînt necesare două regulatoare precum se va arăta mai jos. La vitezele mici ale motorului, f.e.m. este inferioară valorii limită şi regulatorul menţine constantă excitarea motorului. Redresorul

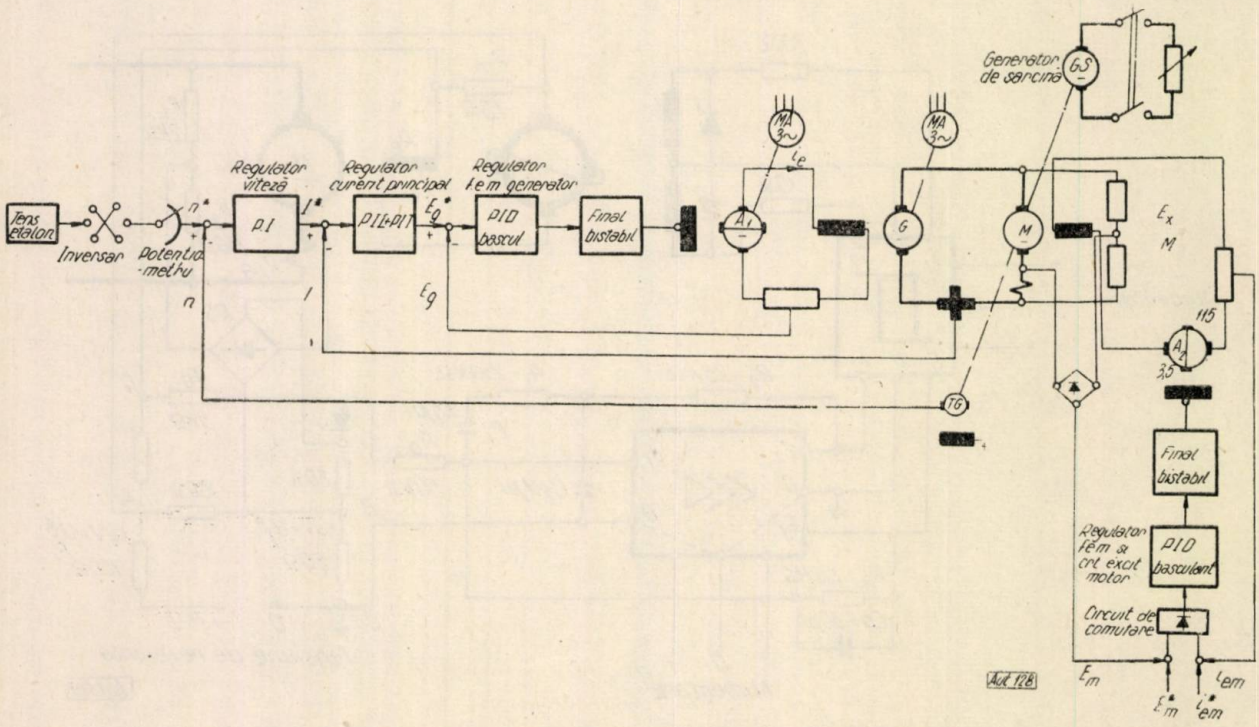


Fig. 4. Schema principială a întregului sistem experimentat.

S este blocat. Se face comparaţie între tensiunea impusă $U_{A0} = u_e^*$ este şi cea măsurată U_{AC}. La intrarea regulatorului este rezistenţa $R_0 = R_0' + r_0$.

Cînd f.e.m., măsurată la ieşirea redresorului RS depăşeşte tensiunea $U_{B0} = u_f^*$ redresorul S

conduce şi regulatorul micşorează excitaţia astfel ca f.e.m. să fie menţinută constantă. La intrarea regulatorului este rezistenţa $R_0 = R'_0 + r_0$.

Schema principială a întregului sistem este reprezentată în figura 4. Ţinînd seama că cele două canale de acţiune sînt interdependente, se vor expune problemele principale de reglare ale tuturor circuitelor.

2. Circuitele de reglare ale generatorului

Schema din figura 4 arată că primul circuit închis reglează curentul de excitare i_e al generatorului. Acest circuit permite compensarea unor constante de timp.

Se notează A_f, A_a, A_g, T_p, T_a, T_g, amplificarea finalului basculant cu tranzistoare, a amplidinei, a generatorului şi constantele de timp ale amplidinei şi generatorului. Schema bloc a primului circuit este dată în figura 5. Regulatorul curentului de excitaţie poate fi PID sau PD, ajustarea constantelor de timp se face după criteriul modulului [8]. Funcţia de transfer a regulatorului PID este:

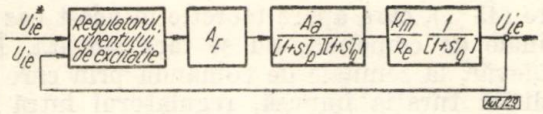


Fig. 5. Schema-bloc a primului circuit de reglare.

$$Y_{R_e}(s) = \frac{(1+s\tau_1)(1+s\tau_2)}{s\tau_i} \qquad (2)$$

Funcţia de transfer a obiectului reglat este:

$$Y_{se} = \frac{R_m \cdot A_f \cdot A_a}{R_e(1+sT_p)(1+sT_a)(1+sT_g)} \qquad (3)$$

Prescripţiile de optimizare sînt:

$$\tau_1 = T_g,\ \tau_2 = T_a \text{ şi } \tau_i = 2K_e T_p, \qquad (3a)$$

unde:

$$K_e = A_f \cdot A_a \cdot R_m/R_e \qquad (4)$$

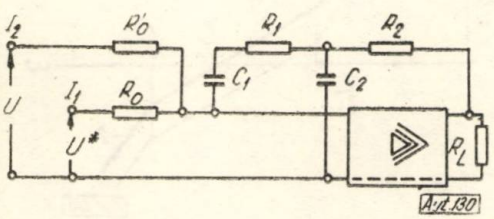


Fig. 6. Schema reacţiilor regulatorului PID

S-a notat R_m şi R_e rezistenţa de măsură şi rezistenţa totală a circuitului de excitaţie. Schema reacţiilor regulatorului este dată în figura 6.

Timpul de răspuns depinde numai de T_p, care are valoarea aproximativă de 5—10 ms. (S-a înglobat aici şi timpul mort al regulatorului basculant.)

Funcţia de transfer a circuitului închis este:

$$Y_{oe} = \frac{K_{oe}}{1+s2T_p}, \qquad (5)$$

unde $K_{oe} = 1/R_m$.

Constanta de timp echivalentă a acestui circuit de reglare este deci de circa 10—20 ms.

Circuitul de reglare, care urmează, este cel al curentului principal (al motorului de acţionare). Curentul este măsurat prin transductori, avînd la ieşire un filtru cu constanta $T_f = 5$ ms. Funcţia de transfer a curentului, cu rotorul în mişcare, este [3]:

$$Y_c = Y_{R_c} \cdot \frac{K_{oe} \cdot A_g}{1+s2T_p} \cdot \frac{1}{R_t(1+sT_a)} \cdot \frac{1}{1+sT_f} \cdot \frac{sT_m}{1+sT_m} x_e \qquad (6)$$

unde s-a notat Y_{R_c}, funcţia de transfer a regulatorului, R_t — rezistenţa totală a circuitului principal $G-M$, T_a, T_m — constanta de timp electromagnetică şi electromecanică a acestui circuit, x_e — raportul de transformare de la curentul principal la tensiunea de ieşire a transformatorului. T_m variază odată cu fluxul motorului, fiind invers proporţional cu pătratul acestuia.

În cazul unui T_m suficient de mare în raport cu celelalte constante de timp, ultimul raport din relaţia (6) poate fi neglijat.

Optimizarea recomandabilă este după criteriul modulului pentru a nu avea depăşiri mari, care conduc la acceleraţii exagerate la începutul procesului de reversare şi la depăşiri ale curentului limită admisibilă. Un regulator PI cu funcţia de transfer:

$$Y_{R_c}(s) = \frac{(1+s\tau)}{s\tau_i}, \qquad (7)$$

are condiţiile de ajustare:

$$\tau = T_a,\ \tau_i = 2K_{oe}A_g T_\Sigma x_e/R_t \qquad (8)$$

unde $T_\Sigma = 2T_p + T_f$.

Pentru acţionări reversibile, la care nu se cer performanţe deosebite sau la acelea unde constantele mici, necompensate, sînt relativ foarte mici, ca în cazul amplificatoarelor lipsite de inerţie (tiratroane, mutatoare), principiile de calcul de mai sus conduc la rezultate mulţumitoare.

În celelalte cazuri, sînt de observat următoarele [3]:

Din cauza caracterului diferenţial al funcţiei de transfer a motorului, reglarea îşi pierde

caracterul integral. Valoarea finală a curentului depinde de valoarea lui T_m :

$$\frac{u_e}{u_e^*} = \frac{T_m}{2\,T\Sigma + T_m} \qquad (9)$$

Abaterea staţionară creşte odată cu raportul $2\,T_\Sigma/T_m$.

Constanta T_m creşte în raport cu pătratul micşorării relative a fluxului motor. În procesul de reversare a sensului de rotire, curentul trebuie să fie menţinut cît mai constant la limita admisibilă. Însă, datorită variaţiei valorii lui T_m, în zonele de reversare cu flux micşorat, curentul are valori mai mari decît în zona cu flux maxim. Introducînd însă un al doile aregulator PI, cu constantele egale aproximativ cu valoarea medie a lui T_m, reglarea curentului se petrece practic în aceleaşi condiţii ca şi în cazul rotorului blocat. Reglarea în acest caz este din nou integrală, fără abatere staţionară.

Filtrul de pe calea de reacţie are ca efect o depăşire iniţială mai mare decît cea corespunzătoare optimizării după modul. Depăşirea este micşorată printr-un filtru introdus la intrarea regulatoarelor, care poate fi astfel ales ca timpul de răspuns să nu fie sensibil mărit.

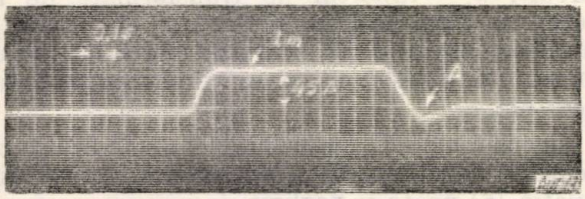


Fig. 7. Oscilograma curentului principal la reversarea ∓600 rot/min.

Aceste observaţii au fost verificate oscilografic. În figura 7 este oscilograma curentului principal, avînd două regulatoare de curent la reversarea turaţiei de la ∓600 rot/min. Se observă timpul mic de răspuns (0,1 s), depăşirea foarte redusă, lipsa oscilaţiilor şi valoarea constantă limitată prin saturarea regulatorului de turaţie. În zona A, se produce automat frînarea prin recuperare (curentul este negativ) cu scopul împiedicării depăşirii turaţiei finale.

Cu cît reversarea se face de la turaţia mai mare, cu atît depăşirea creşte dacă compensarea raportului $sT_m/(1 + sT_m)$ este incompletă.

La semnale de intrare mici, care nu ajung să provoace intrarea în saturaţie a regulatorului de turaţie, funcţia de transfer a reglării turaţiei la flux motor constant este :

$$Y_n(s) \cong \frac{1 + s\,\tau_1}{s\,\tau_1} \cdot \frac{K_n}{(1 + s\,t_c)} \cdot \frac{1}{s\,T_m} \qquad (10)$$

S-a notat cu K_n factorul de amplificare pentru viteza motorului a circuitului de reglare deschis şi cu $t_c = 2\,T_\Sigma$ constanta echivalentă (aproximativă) a circuitului de reglare închis al curentului.

Ajustarea constantelor de timp ale regulatorului turaţiei se face după prescripţiile criteriului simetric [9] :

$$\tau_1 = 4\,t_c \cdot \tau_i = 2\,K_n \cdot t_c \frac{\tau_1}{T_m} \qquad (11)$$

După cum se ştie, această optimizare conduce la reglarea rapidă la perturbaţie. Depăşirea

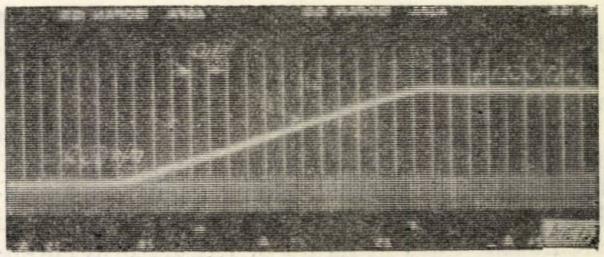


Fig. 8. Oscilograma turaţiei la reversare ∓1 200 rot/min.

mare (43%), care apare teoretic în acest caz la semnale de comandă, nu se face simţită. Într-adevăr, la semnale de comandă prin care se modifică turaţia impusă, regulatorul intră în saturaţie şi ajustarea lui nu are vreo importanţă. La ieşirea din saturaţie, semnalul de comandă, care rămîne activ, are o valoare relativ redusă în raport cu valoarea actuală a turaţiei, încît depăşirea este neglijabilă. Acest lucru se vede în oscilograma din figura 8, unde reversarea se face între ∓1 200 rot/min, cu fluxul motorului constant. Este de remarcat liniaritatea (acceleraţia constantă) obţinută prin forma optimală a curentului.

Factorul de amplificare K_n a circuitului deschis de reglarea turaţiei este proporţional cu fluxul motorului, iar constanta de timp electromecanică T_m este invers proporţională cu pătratul fluxului.

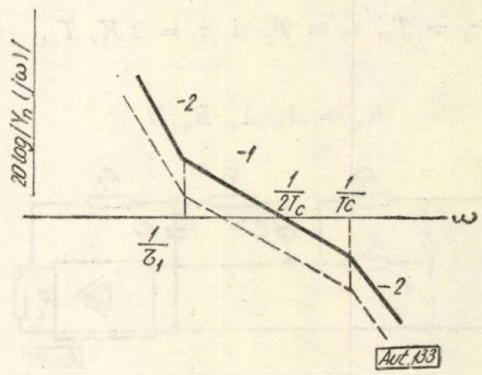


Fig. 9. Diagrama atenuare — frecvenţă pentru reglarea turaţiei.

În figura 9, s-a trasat cu linie plină caracteristica atenuare — frecvenţă pentru fluxul Φ nominal şi cu linie punctată pentru fluxul mic-

şorat. Pentru ca la fluxul minim să existe încă un grad suficient de amortizare a oscilaţiilor de joasă frecvenţă, este necesar să se mărească constanta τ_1. Pentru ca porţiunea de pantă — 1 să fie suficient de lungă este necesar ca

$$\tau_1 = \frac{\Phi_n}{\Phi_0} 4\, t_e\,, \qquad (12)$$

unde Φ_0 este valoarea micşorată a fluxului.

Asupra relaţiei de ajustare a constantei de integrare se va reveni la punctul 5.

3. Circuitele de reglare a motorului

Prin fluxul motorului acţionează fie circuitul de reglare a curentului de excitaţie, fie circuitul de reglare a f.e.m. a motorului. Cele două circuite de reglare diferă între ele numai prin factorul de amplificare. Considerînd turaţia motorului constantă la valoarea Ω_0, există relaţia :

$$e_m = K_e\ \Phi_0\ \Omega_0 = (C_{\Phi i})_0\ i_{E_0} K_e\, \Omega_0\,, \qquad (13)$$

unde $(C_{\Phi i})_0$ este o constantă de proporţionalitate. Din relaţia (13) se deduce

$$\frac{e_m}{i_{E_0}} = (C_{\Phi i})_0\ K_e \Omega_0\,. \qquad (14)$$

Cînd se reglează curentul de excitaţie la valoarea maximă acest raport are valoarea $(C_{\Phi i})_n \cdot K_e \cdot \Omega_B$, încît între amplificarea celor două circuite deschise de reglare există raportul variabil cu Ω, însă independent de constantele de timp :

$$\frac{(C_{\Phi i})_0}{(C_{\Phi i})_n} \cdot \frac{\Omega_0}{\Omega_B} \qquad (15)$$

unde Ω_B este turaţia de bază la f.e.m. limită E_m şi fluxul nominal. De aici rezultă că regulatorul unic poate fi optimizat pentru ambele circuite de reglare, rezistenţele de intrare şi tensiunile impuse, avînd valori diferite.

Funcţia de transfer a circuitului deschis de reglare a curentului de excitaţie este :

$$Y_E(s) = Y_{RE} \cdot \frac{A_f \cdot A_a \cdot R_m}{R_E \cdot (1 + s t_\Sigma)\,(1 + s T_Q)(1 + s T_{E0})} \qquad (16)$$

(Notaţiile sînt aceleaşi ca şi în cazul circuitelor generatorului unde T_{E_0} este valoarea în punctul de funcţionare staţionar.)

Din relaţia (16) se vede că regulatorul trebuie să aibă comportarea PID, cu funcţia de transfer

$$Y_{RE} = \frac{(1 + s\,\tau_1)\,(1 + s\,\tau_2)}{s\,\tau_{iE}} \qquad (17)$$

S-a introdus un bloc de reglare corespunzător basculant. Rămîne de stabilit care este criteriul de optimizare potrivit. Circuitul curentului de excitare nu este supus direct la variaţii ale mărimii de referinţă, ci reglează la perturbaţii întîmplătoare şi de amplitudine mică. Deci reglarea f.e.m. este cea hotărîtoare.

Schema-bloc a reglării f.e.m. care intervine la turaţii mai mari ca Ω_B este în figura 10. S-a

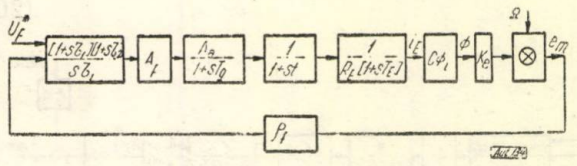


Fig. 10. Schema-bloc a reglării f.e.m.

notat u_f^* tensiunea impusă ρ_f raportul de măsură al f.e.m. şi un simbol pentru multiplicare. Funcţionarea normală a acestui circuit este reglarea la perturbaţia de turaţie cu mărimea impusă u_f^* constantă. Perturbaţia de turaţie provine ca mărime de ieşire din circuitul de reglare, avînd tensiunea generatorului ca mărime de acţionare. În condiţia variaţiei fluxului, schema-bloc a acestui circuit este în figura 11. S-a notat cu J momentul de inerţie constant. Din această schemă-bloc se vede că variaţia turaţiei se face prin intermediul unui element care poate fi considerat practic ca fiind integral, ca urmare a unei perturbaţii de sarcină (ΔM_s) sau de comandă ($\Delta i.m$).

Sistemul este neliniar din cauza variaţiei unor coeficienţi odată cu fluxul şi din cauza multiplicării unor variabile. Pentru a-l reduce la un sistem liniarizat, se consideră o situaţie staţionară la valorile Φ_0, Ω_0 cînd intervine o perturbaţie de amplitudine mică, fie de comandă, fie de sarcină.

În aceste condiţii, elementul de multiplicare poate fi descompus într-o sumă

$$\Delta e_m = K_e\, \Phi_0\, \Delta\Omega + K_e\, \Omega_0\, \Delta\,\Phi. \qquad (16)$$

Pentru ca la u_f^* constant, e_m să rămînă constant este necesar ca la $\Delta\Omega\,(s)$ să urmeze cît mai neîntîrziat un $\Delta\,\Phi\,(s)$ astfel ca

$$\frac{\Delta\Omega}{\Omega_0} = -\frac{\Delta\,\Phi}{\Delta\,\Phi_0} \qquad (17)$$

În condiţiile simplificatoare de mai sus, schema-bloc din figura 10 se modifică ca în

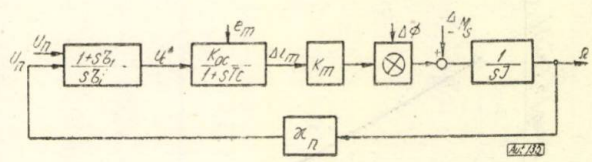


Fig. 11. Schema-bloc a reglării turaţiei prin tensiunea indusului.

figura 12. De la aceasta din urmă se trece la schema-bloc avînd $\Delta\Omega\,(s)$ ca mărime de intrare şi $\Delta\,\Phi$ ca mărime de ieşire (fig. 13).

Funcţia de transfer a acestui circuit deschis se poate scrie

$$Y_f = \frac{(1+s\tau_1)(1+s\tau_2)}{s\tau_{if}} \cdot \frac{K_f}{(1+st_\Sigma)(1+sT_q)(1+sT_{E_0})} \tag{20}$$

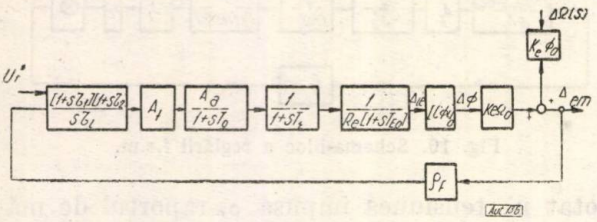


Fig. 12. Modificarea schemei-bloc pentru semnale mici.

Perturbaţia de turaţie $\Delta\Omega(s)$ la intrarea acestui circuit are în toate cazurile o variaţie lentă precum s-a arătat mai sus. Prescripţiile de optimizare după criteriul modulului sînt :

$$\tau_1 = T_E\tau_2 = T_q\tau_i = 2K_f t_\Sigma \tag{21}$$

unde

$$K_f = A_f \cdot A_a (C_{\Phi i})_0 \rho_f K_e \Omega_0/R_E. \tag{21a}$$

τ_{if} trebuie calculat pentru turaţia maximă Ω_{0M}.

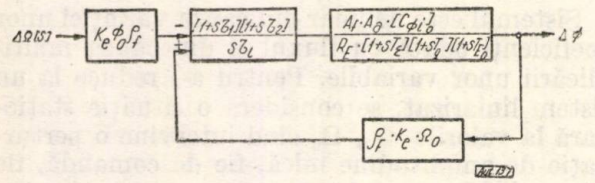


Fig. 13. Schema-bloc a reglării f.e.m. la perturbaţie de turaţie.

Rezultă că

$$\frac{R_0'}{R_0} = \frac{\tau_{if}}{\tau_{iE}} = \frac{K_f}{K_E} = \frac{(C_{\Phi i})_{0M}\rho_f K_e \Omega_{0M}}{R_m} = \tag{21b}$$

$$\frac{u_f^*(C_{\Phi i})_{0M}\Omega_{0M}}{u_E^*(C_{\Phi i})_n \Omega_B} < 1 \tag{21c}$$

unde R_0', R_0, u_f^*, u_E^* au semnificaţiile din figura 2.

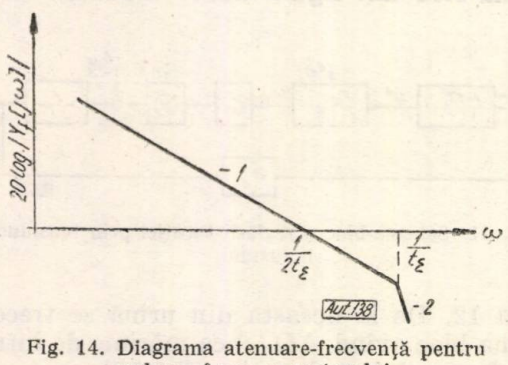


Fig. 14. Diagrama atenuare-frecvenţă pentru reglarea f.e.m. a motorului.

Expresia (20) ia formă aproximativă

$$Y_f = \frac{1}{s2t_\Sigma(1+st_\Sigma)} \tag{22}$$

şi diagrama atenuare-frecvenţă la Ω_{0M} este în figura 14. La viteze mai mici, frecvenţa de tăiere este mai redusă şi sistemul este mai amortizat.

În continuare, se vor studia cele două cazuri funcţionale, prin care variaţia $\Delta\Omega$ modifică fluxul motorului şi anume perturbaţia de comandă a turaţiei sub forma sa extremală, — reversarea sensului de rotire — şi perturbaţia de sarcină.

4. Reversarea automată a sensului de rotire

La comenzi relativ mici de modificare a turaţiei, regulatorul turaţiei intră în saturaţie introducînd în acest fel cuplul maxim al motorului care execută rapid modificarea impusă turaţiei. Acest lucru se petrece atît în zona fluxului motor constant cît şi în zonele cu flux motor micşorat.

Semnalul de intrare, care aduce saturarea regulatorului PI de turaţie are valoarea :

$$A_u^0 \cdot \frac{R_0}{R_1} \cdot (R_0 i_{sat}) = \frac{R_0}{R_1} U_{sat} \tag{23}$$

unde A_u^0 este amplificarea de tensiune a regulatorului, $\frac{R_1}{R_0}$, amplificarea statică a regulatorului *PI*, i_{sat}, curentul de comandă care provoacă saturarea preamplificatorului fără reacţii, iar U_{sat}, tensiunea de saturaţie a regulatorului. (În cazul experimental la o comandă de mai puţin ca 100 rot/min, regulatorul de turaţie intră în saturaţie.)

Se poate considera ca la semnale mai mari, regulatorului de curent i se aplică un semnal în treaptă egal cu U_{sat}, tensiunea la saturaţie a blocurilor de reglare.

Pentru semnalele de turaţie la care f.e.m. a motorului rămîne sub limită, sistemul este liniar. Calculul teoretic al reversării cu flux motor constant s-a făcut în lucrarea [3]. Oscilograma unei asemenea reversări a fost redată în figura 8.

În condiţia că turaţia este suficient de mare încît f.e.m. a motorului trece de limita impusă, regulatorul turaţiei fiind saturat în procesul de reversare, sistemul devine neliniar.

Pentru a deduce relaţii cantitative, vor fi considerate intervale de timp suficient de mici în care unele mărimi vor fi considerate constante şi altele ca avînd variaţii mici, revenind astfel la un sistem liniar pe porţiuni. Schema-bloc corespunzătoare a circuitelor de reglare ale generatorului, avînd turaţia ca mărime de ieşire este în figura 15. S-a descompus elementul de multiplicare al cuplului într-o sumă, aproximaţie valabilă pentru variaţii mici

$$\Delta M = K_m \Phi_0 \Delta i_m + K_m I_{m_0} \Delta\Phi. \tag{24}$$

Funcţia de transfer a acestui circuit închis este :

$$\frac{\Delta\Omega}{K_m \Phi_0 \Delta i_m}(s) = Y_{0m} = \frac{1/s\,J}{1 + \frac{1}{s} \cdot \frac{\Phi_0}{\Omega_0} \cdot K_m \cdot I_{m0} \cdot Y_{0f} \cdot \frac{1}{j}} =$$

$$= \frac{1/s\,J}{1 + \frac{1}{s\,T_{m0}} \cdot \frac{R_t \cdot I_{m0}}{E_m} Y_{0f}} \qquad (25)$$

unde Y_{0f} este funcţia de transfer a circuitului închis de reglare a f.e.m. În aproximare asimptotică, termenul al doilea de la numitor se pre-

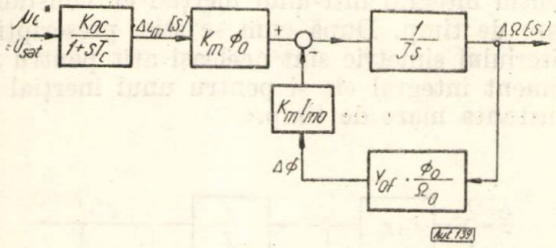


Fig. 15. Circuitul de perturbaţie a turaţiei prin variaţia cuplului datorită micşorării fluxului.

zintă ca în figura 16. Curba A este aproximarea funcţiei de transfer Y_{0f}. Factorul $R_t \cdot I_{m0}/E_m$ măreşte constanta T_{mp}, care oricum este mai mare ca T_m. Curba B este factorul integral. Curba C este rezultanta. Curba D reprezintă

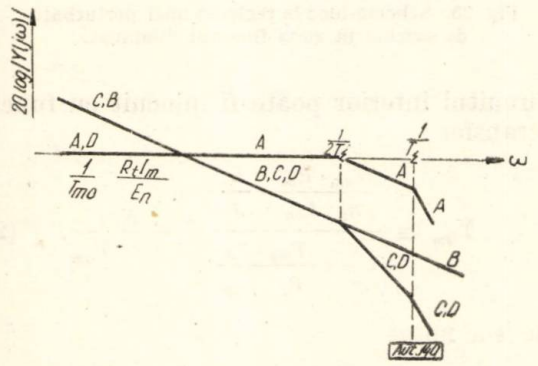


Fig. 16. Diagrama atenuare-frecvenţă pentru circuitul din fig. 15.

circuitul închis cu funcţia de transfer Y_{0m}, făcînd abstracţie de un factor de proporţionalitate. Din această diagramă rezultă că elementul integral se transformă după închiderea circuitului într-un element inerţial însă cu constantă mare. Pentru intervale mici de timp se poate considera că cuplul provocat de curentul motorului conduce la o variaţie a turaţiei de formă integrală. Aceasta la rîndul său, conform schemei-bloc din figura 13, are cu aproximaţie ca efect variaţia în sens invers şi egală în valori normate a fluxului motor. Trecînd la intervalul următor, Φ_0 şi Ω_0, considerate constante înăuntrul unui interval, se modifică brusc cu variaţiile rezultate în intervalul anterior. Calculul poate fi condus prin metode grafico-analitice cunoscute. Este de observat că la un regulator cu răspuns rapid, perturbaţiile fiind lente, f.e.m. a motorului va

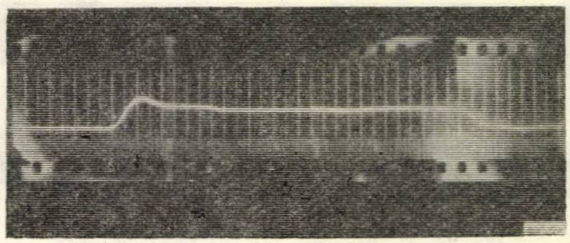


Fig. 17. Oscilograma curentului la reversare $\mp$1 500 rot/min cu micşorarea fluxului.

fi menţinută riguros constantă şi în acest caz pot fi suficient de apropiate calculele elaborate pe baza unor reglări automate ideale. În lucrarea [10] au fost date calculele acţionării reversibile cu reglare ideală şi au fost confruntate cu rezultatele obţinute experimental.

Pentru completarea expunerii de faţă sînt redate oscilogramele variaţiei parametrilor principali în timpul reversării sensului de rotire de la $\mp$1 500 rot/min turaţia de bază fiind limitată la $\mp$750 rot/min. Figura 17 redă oscilograma curentului principial în timpul reversării. Se observă că valoarea acestuia este menţinută constantă în condiţiuni bune. La trecerile între zone, se vede cîte o perturbaţie a curentului însă amplitudinea este aceeaşi în tot timpul reversării. Perturbaţiile curentului la trecerile între zone se explică prin întîrzierea la răspuns a regulatoarelor din canalul generatorului. Acest lucru se vede în oscilograma tensiunii ~~amplitudinii~~ amplidi (fig. 18) unde în punctele A şi B se vede o variaţie lentă în locul unei variaţii bruşte precum rezultă din teoria reversării ideale [10].

Turaţia este oscilografiată în figura 19. Se observă că între turaţiile de bază $\mp$750 rot/min variaţia este liniară. În zonele fluxului micşorat, variaţia turaţiei se face după expresia :

$$\frac{\Omega}{\Omega_B} = \sqrt{\frac{|t - t_1|}{|t_2 - t_1|}} \qquad (26)$$

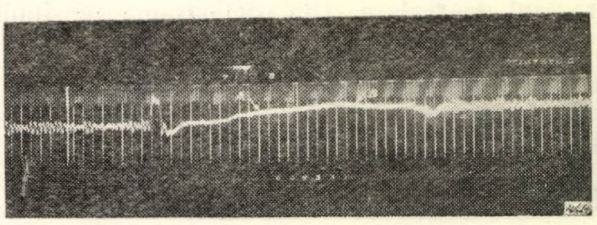


Fig. 18. Oscilograma tensiunii amplidinei din circuitul de excitaţie a generatorului.

demonstrată în [10] unde t_1 şi t_2 sînt notate pe oscilogramă. Cuplul motor scăzînd odată cu fluxul, acceleraţia scade în aceeaşi măsură.

Ultimele oscilograme reprezintă variaţia curentului de excitaţie (fig. 20) a f.e.m. (fig. 21) şi tensiunea generatorului (fig. 22). Este evident

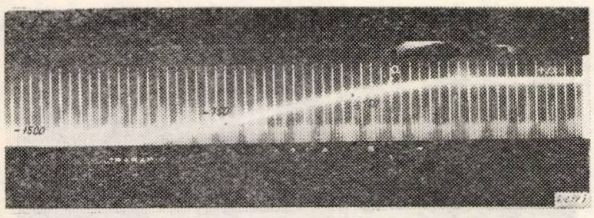


Fig. 19. Oscilograma turaţiei la reversarea ∓1 500 rot/min.

că în zonele de flux micşorat f.e.m. este reglată la valoare constantă şi invers. La flux constant curba f.e.m. este deformată pentru că s-a

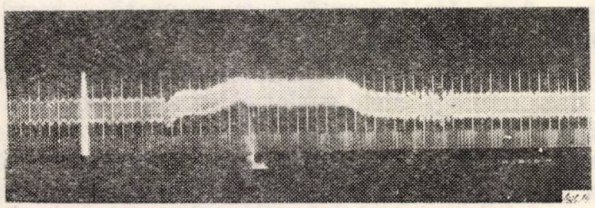


Fig. 20. Oscilograma tensiunii de excitaţie.

oscilografiat căderea de tensiune pe redresorul S însă în această regiune deformarea nu are

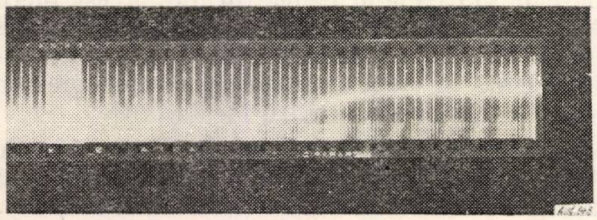


Fig. 21. Oscilograma f.e.m.

vre-o importanţă, deoarece f.e.m. nu intră în procesul de reglare. Din oscilograma tensiunii

Fig. 22. Oscilograma tensiunii generatorului.

generatorului, rezultă clar variaţia liniară în zona fluxului nominal şi menţinerea constantă la valoarea $(E_m + R_{Ag} I_{lim})$ în timpul reversării la flux micşorat.

5. Perturbaţia de sarcină

Eroarea staţionară şi tranzitorie provocate de perturbaţia de sarcină constituie un indice de calitate şi determină gama de reglare a turaţiei.

În lucrarea [3], s-a studiat efectul perturbaţiei de sarcină la o schemă de reglare în cascadă. Rămîne de urmărit fenomenele la perturbaţia de sarcină în zona fluxului micşorat.

În ipoteza unor variaţii mici în jurul unei situaţii staţionare, schema-bloc la reglarea perturbaţiei de sarcină poate fi reprezentată după unele simplificări ca în figura 23. După cum s-a văzut mai sus, circuitul interior modifică elementul integral într-unul inerţial cu constanta mare de timp. După cum se ştie, prescripţiile criteriului simetric sînt aceleaşi atît pentru un element integral cît şi pentru unul inerţial cu constanta mare de timp.

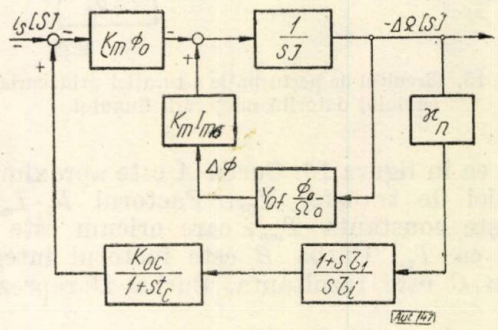


Fig. 23. Schema-bloc la reglarea unei perturbaţii de sarcină în zona fluxului diminuat.

Circuitul interior poate fi înlocuit cu funcţia de transfer :

$$Y_{0m} \cong \frac{\dfrac{T_{m0} \cdot E_m}{R_t \quad I_{m0}} \cdot \dfrac{1}{J}}{1 + s \dfrac{T_{m0} \cdot E_m}{R_t \quad I_{m0}}} = \frac{K_{m0}}{1 + sT^*_{0m}}, \qquad (27)$$

unde s-a notat

$$T^*_{0m} = T_{0m} \frac{R_t \; I_{m0}}{E_m}, \qquad K_{0m} = T^*_{0m}/I \qquad (28)$$

La aplicarea criteriului simetric, elementul inerţial se echivalează cu unul integral $K_{0m}/sT_{0m} = 1/Js$, ceea ce revine la neglijarea efectului circuitului de reacţie interior, adică se poate neglija intervenţia căii de reglare prin excitaţia motorului în procesul tranzitoriu de înlăturare a efectului perturbaţiei de sarcină.

Constanta de integrare a regulatorului turaţiei trebuie potrivită în conformitate cu factorul general de amplificare K_n care rezultă din schema-bloc din figura 23 :

$$\tau_i = 2t_c \, K_{0c} \, K_m \, \Phi_0 \, \gamma_n \frac{\tau_1}{T^*_{0m}} \cdot \frac{T^*_{0m}}{J} \qquad (29)$$

Ajustarea se face pentru fluxul maxim Φ_n :

$$\tau_i = 2\,t_c \cdot K_{0c} \cdot x_n \cdot \frac{R_t}{K_e\,\Phi_n} \cdot \frac{\tau_1}{T_m}, \qquad (20)$$

unde τ_1 are valoarea (12).

Dacă regulatorul f.e.m. a motorului are răspunsul rapid, circuitul interior închis din schema-bloc în figura 23 are o acţiune neglijabilă, dar

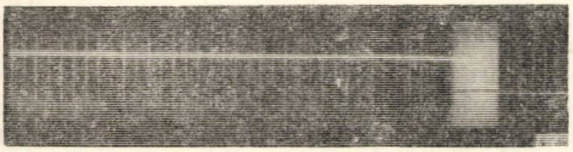


Fig. 24. Perturbaţie de sarcină 100% şi descărcare completă la 1 500 rot/min.

niciodată dăunătoare; perturbaţia de sarcină este înlăturată deci practic exclusiv prin circuitele de reglare pe calea generatorului. Aba-

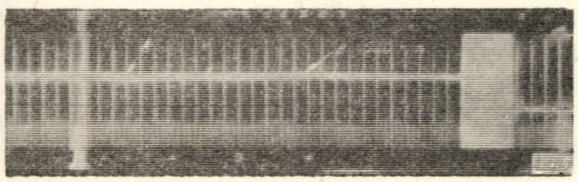


Fig. 25. Perturbaţie de sarcină 60% şi descărcare la 600 rot/min.

terea provocată de variaţia bruscă a sarcinii, este aceeaşi indiferent de turaţia la care intervine, însă raportată la această turaţie este re-

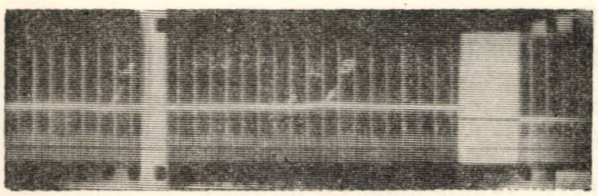


Fig. 26. Acelaşi lucru însă la 200 rot/min.

lativ cu atît mai mică cu cît turaţia este mai mare. Această regulă se menţine şi în zona fluxului micşorat.

Oscilogramele confirmă cele de mai sus. La 1 500 rot/min la şocuri de sarcină bruşte, corespunzînd conectării şi deconectării sarcinii nominale, s-a obţinut oscilograma din figura 24 (punctele A şi B). Abaterea tranzitorie maximă este de aproximativ 5%, corespunzătoare formulei de calcul dată în [3], unde s-a considerat ca fiind numai reglarea turaţiei prin tensiunea generatorului.

La turaţiile 600 şi 200 rot/min la şocuri pozitive şi negative de sarcină, corespunzînd la 60% din sarcina nominală (figurile 25 şi 26) abaterea de turaţie este mai evidentă şi în conformitate cu calculele. Durata reglării la perturbaţie este de ordinul constantei de timp a reacţiei regulatorului vitezei, care în cazul experimentat a fost 0,32 s.

Depinzînd de performanţele, care se cer la turaţia minimă, se poate stabili gama de reglare a turaţiei de la caz la caz.

BIBLIOGRAFIE

[1] D. Damsker, G. Weinrich, I. Landau, C. Brana: *Blocuri de reglare automată cu tranzistoare pentru acţionări electrice.* Comunicare la ses. oct. 1960 a Comisiei de automatizare de pe lîngă Acad. R.P.R., „Probleme de automatizare III", Editura Acad. R.P.R. Bucureşti 1961.

[2] Idem : *Caracteristicile blocurilor de reglare pentru acţionări electrice construite la ICET,* Electrotehnica (1960) nr. 3.

[3] Idem : *Acţionarea reversibilă cu reglarea optimală în cascadă a turaţiei şi curentului.* Probleme de automatizare III, Ed. Academiei R.P.R., Bucureşti, 1961.

[4] R. Jötten: *Regelkreise mit Stromrichter* AEG – Mitt, 48 (1958) 11/12, p. 613.

[5] R. Jötten: *Zur Theorie und Praxis von Regelungen für Stromrichterantriebe* Regelungstechnik (1959) H. 1, 2.

[6] E. Golde: *Umformergespeiste Gleichstrom-Umkehrantriebe mit Stromrichtererregung.* AEG – Mitt. 48 (1959) H. 11/12, S. 642.

[7] D. Ströle, H. Volg: *Transydyn – Regelungen für Walzwersantriebe Regelungstechnik,* (1960) H. 6, S. 194.

[8] C. Kessler: *Über die Vorausberechnung optimal abgestimmter Regelkreisen.* Regelungstechnik, 1954 H. 12 şi 1955 H. 1, 2.

[9] C. Kassler: *Das Symmetrische Optimum.* Regelungstechnik, 1958 H. 11, p. 395–400; H. 12, p. 432–436.

[10] D. Damsker, R. Fleischer, G. Weinrich: *Calculul acţionării reversibile cu motor de curent continuu şi reglare automată ideală.* Electronica Bucureşti, 9 (1960) nr. 5.

C. CONSTANTINESCU, L. NICOLAIDE şi E. BĂLAN

Referativa 188 163

Fotodiode de germaniu

Fotoelementele cu strat de baraj au început să joace în ultimii ani un rol tot mai însemnat în cele mai variate domenii ale tehnicii.

Se cunosc astăzi multe tipuri de fotoelemente cu diferite aplicaţii, cum sînt spre exemplu cele trecute în tabela 1.

Tabela 1

Fotoelemente	Sensibilitatea integrală maximă μ A/lm
Cu efect fotoelectric exterior	150
Din oxid cupros	100
Din seleniu	600
Din sulfură de argint	8 000
Din sulfură de taliu	11 000
Din germaniu	>30 000

Din tabela 1 se vede că performanţele fotoelementelor din germaniu sînt cu mult superioare tuturor celorlalte tipuri. Ele sînt produse în principalele ţări industriale.

În cazul în care se aplică fotoelementelor o tensiune exterioară, acestea funcţionează în regim de fotodiodă.

Teoria şi experienţa arată că sensibilitatea fotodiodei polarizate în sens invers nu se deosebeşte practic de cea a fotoelementului, astfel că datele din tabela 1 se referă şi la fotodiode. Avantajul folosirii fotoelementelor în regim de fotodiodă constă în creşterea considerabilă a rezistenţei lor prin aplicarea tensiunii inverse datorită creşterii barierei de potenţial, ceea ce este foarte important pentru folosirea practică a fotodiodelor în scheme electronice.

Fotodiodele de germaniu găsesc importante aplicaţii într-o serie întreagă de dispozitive de automatizare. Astfel ele pot fi folosite în :

- contori fotoelectrici ;
- cititori de bandă perforată ;
- cinematografie sonoră ;
- fotometrie ;
- detectori de infraroşu ;
- urmăritori de spot ;
- protecţia muncii şi a utilajului ;
- elemente de reglaj automat ;
- metode de cercetare ştiinţifică în laboratoare ;
- controlul calităţii şi cantităţii produselor ;
- semnalizatoare de incendiu ;
- comandă automată a strungurilor şi a altor utilaje etc.

Colectivul nostru a efectuat cercetări pentru stabilirea elementelor tehnologice fundamentale, ale procesului de fabricaţie a fotodiodelor, pe baza unei convenţii de colaborare între Institutul de fizică din Bucureşti şi uzinele „Electronica".

Faza de laborator odată terminată, ele vor intra în producţie la uzinele „Electronica".

Consideraţii teoretice

Funcţionarea fotodiodelor cu strat de baraj se bazează pe efectul fotoelectric intern în prezenţa stratului de baraj.

Într-o joncţiune iluminată perpendicular vor lua naştere, sub acţiunea luminii, perechi de purtători care vor difuza spre joncţiune. Perechile electron-gaură, vor ajunge la joncţiune dacă distanţa pînă la aceasta este mai mică decît lungimea de difuzie şi vor fi separate de către cîmpul joncţiunii, găurile trecînd în materialul de tip p încărcîndu-l pozitiv, electronii în materialul de tip n încărcîndu-l negativ, dînd naştere unui curent în circuitul exterior [1, 2].

Expresia curentului unei fotodiode este :

$$I = I_1 - I_L \qquad (1)$$

unde I_1 reprezintă curentul invers de întuneric, iar I_L curentul fotoelectric de scurtcircuit.

Curentul fotodiodei poate fi exprimat şi sub forma :

$$I = I_s\left(e^{\frac{eV}{KT}} - 1\right) - e\,\eta\,\alpha\,N_{h\nu}, \qquad (2)$$

unde :

$$I_s = \frac{KT}{e}\,\frac{b\sigma_i^2}{(1+b)^2}\left(\frac{\rho_n}{L_n} + \frac{\rho_p}{L_p}\right) S \text{ curentul de saturaţie ;} \qquad (3)$$

V — tensiunea aplicată ;

b — raportul mobilităţilor $\frac{\mu_n}{\mu_p}$;

σ_i — conductibilitatea intrinsecă ;

ρ_n, ρ_p — rezistivitatea materialului care formează joncţiunea ;

L_n, L_p — lungimile de difuzie ;

S — suprafaţa joncţiunii ;

η — randamentul cuantic (numărul de perechi electron-gaură creaţi de un foton absorbit) ;

$N_{h\nu}$ — numărul de fotoni absorbiţi ;

α — coeficientul de separare (reprezintă numărul de purtători creaţi de lumină care ajung la joncţiune fără a recombina).

Schema echivalentă a unei fotodiode cu strat de baraj este reprezentată în figura 1, iar familiile de caracteristici volt-amper, avînd ca parametru I_L, în grafice.

Dintre rezistenţele din schema echivalentă numai rezistenţa serie R_s are o influenţă considerabilă asupra formei caracteristicilor fără a modifica însă valoarea curentului de saturaţie. Pentru rezistenţe R_s mari curentul fotoelectric

al fotodiodei la tensiunea zero devine mic (vezi graficele). Pentru rezistenţe R_s mici curentul la tensiunea zero este acelaşi cu curentul la tensiune < zero (vezi oscilogramele).

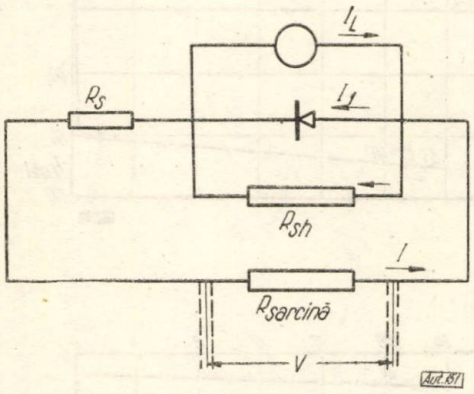


Fig. 1. Schema echivalentă a unei fotodiode.

Caracteristicile fundamentale ale fotodiodelor sînt sensibilitatea spectrală şi sensibilitatea integrală.

Sensibilitatea integrală se exprimă în mA/lm şi reprezintă raportul dintre diferenţa curenţilor inverşi de iluminare şi întuneric şi valoarea fluxului de lumină cu compoziţia spectrală corespunzătoare radiaţiei W încălzit la 2 840°K.

La iluminări slabe curentul fotoelectric variază liniar cu fluxul. La iluminări mari liniaritatea se strică datorită dependenţei timpului de viaţă, de nivelul injecţiei. Liniaritatea se strică de asemenea în funcţie de creşterea diferitelor rezistenţe de sarcină din schema echivalentă.

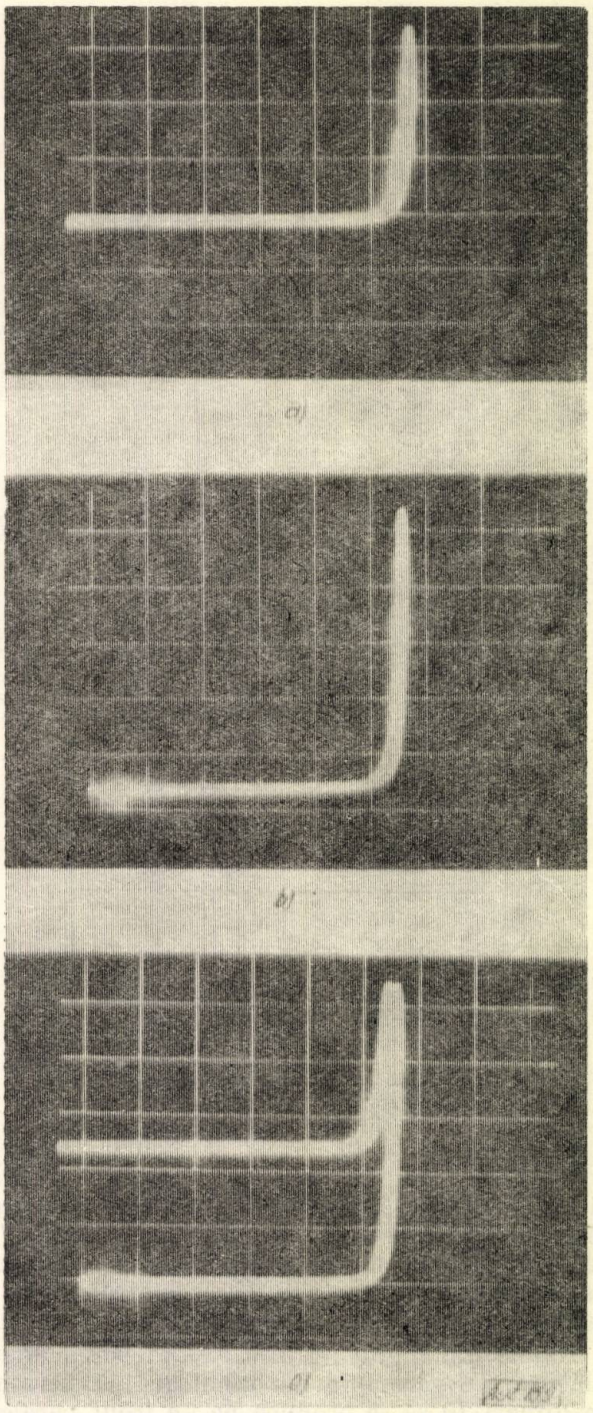
Sensibilitatea spectrală reprezintă raportul dintre diferenţa curenţilor la lumină şi întuneric şi fluxul incident de radiaţie monocromatică. Caracteristica spectrală a fotodiodelor poate avea maximul la diferite lungimi de undă în funcţie de valorile d, L şi s, unde s este viteza de recombinare superficială, d — grosimea bazei.

Modul de lucru

La alegerea materialului pentru realizarea fotodiodelor s-a ţinut seama de faptul că aceste dispozitive trebuie să prezinte într-un anumit domeniu spectral o sensibilitate integrală maximă, să aibe o dependenţă spectrală în limite cît mai mari şi să poată funcţiona la tensiuni inverse cît mai mari cu curenţi inverşi de întuneric cît mai mici.

Din expresiile (1) şi (3) se vede că pentru a avea o sensibilitate integrală cît mai mare şi prin urmare curenţi de întuneric cît mai mici este necesar ca rezistivitatea materialului să fie aleasă mică iar lungimea de difuzie mare.

Avînd în vedere că la rezistivităţi mici lungimea de difuzie nu poate fi mare, întrucît la concentraţii mari ale impurităţilor timpul de

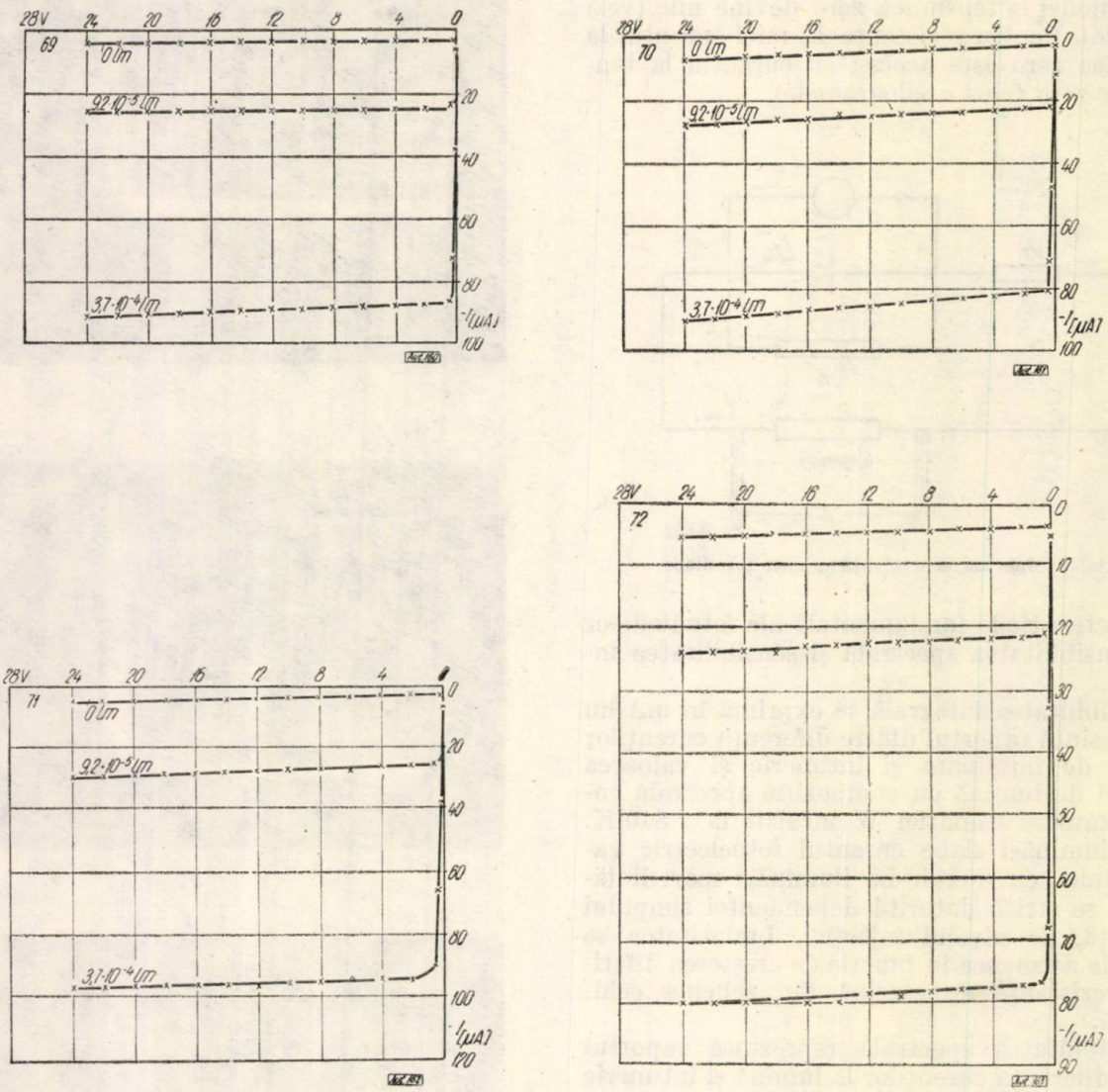


Oscilograma : Caracteristicile volt-amper ale unei fotodiode : *a* – la întuneric; *b* – la iluminare constantă; *c* – cu lumină modulată.

viaţă al purtătorilor este mic din cauza intensificării fenomenului de recombinare ($L^2 = \tau D$) şi cunoscînd faptul că tensiunea de străpungere a joncţiunii se reduce odată cu rezistivitatea, s-a considerat că valoarea optimă a rezistivităţii în cazul preparării fotodiodelor este $0{,}5 \leqslant \rho \leqslant 5\ \Omega$cm.

Într-un astfel de material se pot obţine lungimi de difuzie de 1 mm şi chiar mai mari.

Tot din expresia (3) se vede că pentru a avea curent invers de întuneric mic, suprafaţa jonc-



Grafice : Caracteristicile volt-amper pentru cîteva fotodiode.

ţiunii S trebuie să fie cît mai mică, însă în acest fel scade numărul efectiv de purtători „adunaţi", scade suprafaţa sensibilă. Pe de altă parte la valori mici ale lui S este dificil de controlat paralelismul joncţiunii cu feţele bazei.

Datele din literatură arată că folosirea unor plăcuţe din germaniu de orientare 111 permit ca difuzia *In* să se producă pe un front paralel cu feţele plăcuţei. Avînd în vedere cerinţele discutate mai sus s-a ales suprafaţa joncţiunii egală cu 1 mm². Diametrul plăcuţelor de germaniu s-a ales de 3 mm, atît din motive economice cît şi pentru a limita valoarea rezistenţei în serie a fotodiodelor.

Considerînd cel de-al doilea termen din expresia (1) se vede că pentru o sensibilitate integrală mare, acest termen trebuie să fie cît mai mare. Din expresia (2) reiese că pentru aceasta este necesar ca α — coeficientul de separare să fie cît mai mare. α depinde însă de lungimea de difuzie L, de coeficientul de absorbţie al luminii k, de starea suprafeţei (prin s — viteza de recombinare superficială), de grosimea bazei d cît şi de raportul L/d. Ţinînd seama că la germaniu coeficientul de absorbţie ~ 50 cm^{-1} în domeniul învecinat lui 1,7 μ [3, 4] şi creşte rapid cu scăderea lui λ reiese că grosimea bazei trebuie să fie $d \approx 1/k$ deci aproximativ $d \cong 0{,}2$ mm. Grosimea bazei este determinată atît de grosimea plăcuţei de germaniu, cît şi de adîncimea joncţiunii (deci în cele din urmă de temperatura de aliere) şi de cantitatea de indiu.

Alegîndu-se plăcuţe de 0,3 mm s-a determinat [5] că pentru a avea o adîncime de difuzie a indiului de 100 μ astfel ca baza să aibă grosimea de 0,2 mm este necesară o temperatură de 500°C pentru o cantitate de indiu de 2,8 mg. Cu o grosime a bazei de 0,2 mm se realizează şi condiţia $L > d$.

În ceea ce priveşte sensibilitatea spectrală a fotodiodelor (fig. 2) trebuie să se ţină seama de coeficientul de reflexie pe suprafaţa germaniului,

care după cum se ştie din literatură [3] pentru Ge_n cu $\rho = 3\ \Omega$ cm creşte de la valoarea -35% (la 2 μ) spre lungimile de undă scurte. Linia punctată din figura 2 reprezintă corecţia relativ

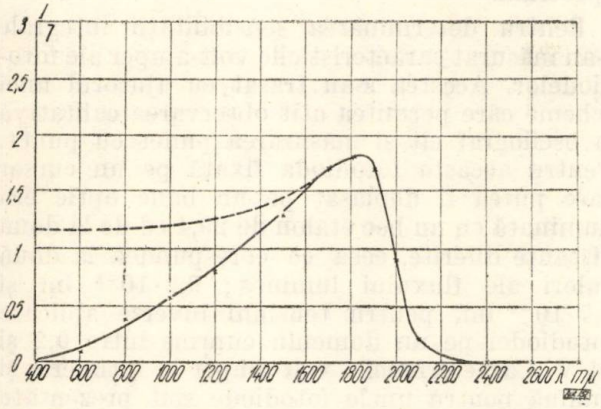


Fig. 2. Dependenţa spectrală a sensibilităţii. (Linia punctată reprezintă sensibilitatea cu corecţia relativ la reflexie.)

la reflexie. Alt factor important la obţinerea unor caracteristici spectrale bune este viteza de recombinare s care trebuie să aibă valori cît mai mici. Pentru aceasta este necesar ca suprafaţa să fie bine prelucrată, iar apoi protejată împotriva umidităţii.

După tratamentul corespunzător al plăcuţelor (şlefuire, corodare în CP4 sau H_2O_2, spălare cu apă deionizată cu $\rho > 10$ MΩ) s-au făcut măsurători de rezistivităţi cu metoda celor două sonde şi de timp de viaţă prin metoda spotului mobil Valdes [6] şi metoda răspunsului constant [7].

Germaniul folosit la fotodiode a avut rezistivitatea între 1 şi 5 Ω cm iar lungimea de difuzie între 0,8 şi 1,4 mm. Determinarea orientării plăcuţelor s-a făcut roentgenografic prin transmisie. Indiul folosit a fost electronic pur şi a fost pre-

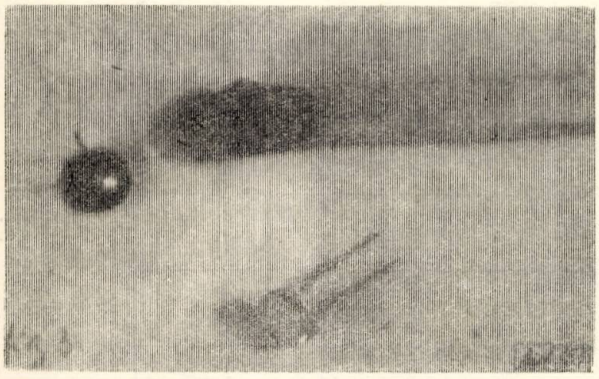


Fig. 3. Fotodiode înainte de prinderea contactelor de Ni-Dumet-Cu şi capsulare.

lucrat sub forma unor bastonaşe cu diametrul de 1 mm.

Contactul ohmic s-a realizat din staniu electronic pur sub forma unui inel acoperit cu un inel de nichel pentru sudarea cît mai uniformă a staniului pe suprafeţele plăcuţei de germaniu sau pur şi simplu cu un inel de nichel cositorit pe partea interioară. Pe inelul de nichel şi pe bobiţa de indiu s-au sudat fire de nichel de 0,1 mm (fig. 3).

Caseta pentru aliere a fost prelucrată din grafit şi a avut forma unui disc cu 6 adînciturі cu diametrul 3 mm şi două orificii pentru susţinere. Dopurile pentru aceste adînciturі au fost formate din doi cilindri concentrici (fig. 4 şi 4, a).

Pentru purificare caseta s-a fiert în HCl chimic pur concentrat, s-a spălat, s-a uscat în termostat şi apoi a fost supusă unui tratament termic în vid.

Instalaţia pentru aliere a constat dintr-o instalaţie de vid cu un tub de cuarţ, unde avea

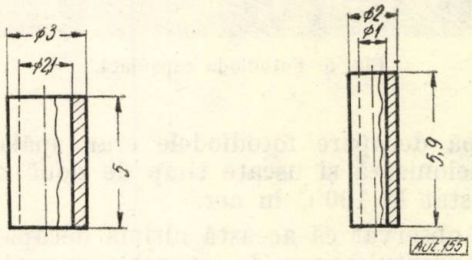


Fig. 4. Caseta pentru aliere.

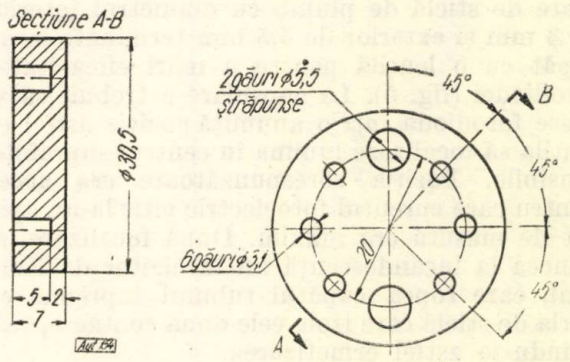


Fig. 4, a. Dopurile casetei pentru aliere.

loc alierea, încălzit într-un cuptor electric tubular. Caseta era fixată în acest tub pe două bare de wolfram pe care era fixat şi termocuplul pentru măsurarea temperaturii de aliere.

Plăcuţele de germaniu decapate şi uscate erau aşezate pe fundul celor şase adînciturі ale casetei. Deasupra se aşezau inelele de staniu apoi cele de nichel presate cu unul din dopurile circulare. Bastonaşul de indiu fixat în cel de al doilea cilindru, cilindrul interior, atingea uşor plăcuţa de germaniu.

După aliere şi după sudarea firelor de nichel a fost necesar ca acestea din urmă să fie sudate la nişte fire mai groase cu treceri Ni-Dumet-Cu în vederea capsulării în sticlă.

Înainte de capsulare, fotodiodele erau decapate deoarece suprafaţa lor fusese impurificată în urma acestor manipulaţii. Această ultimă decapare s-a făcut electrolitic într-o soluţie de NaOH întrucît decapantul folosit anterior CP_4 putea duce la desprinderea contactelor.

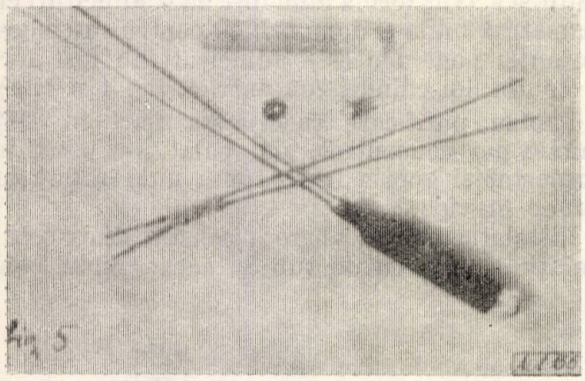
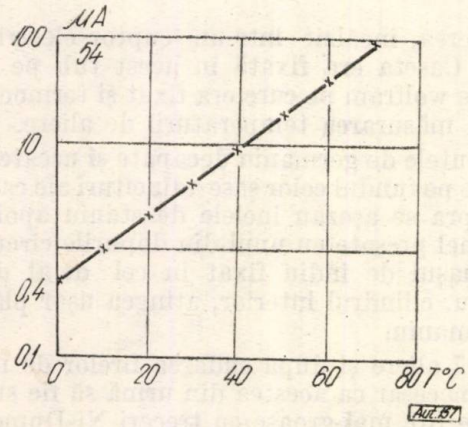


Fig. 5. Fotodioda capsulată.

După decapare fotodiodele erau spălate în apă deionizată şi uscate timp de două ore în termostat la 100°C în aer.

S-a observat că această ultimă decapare reduce curentul invers de întuneric cu mai mult de două ordine de mărime.

Fotodiodele au fost capsulate în nişte tubuşoare de sticlă de plumb cu diametrul interior de 3 mm şi exterior de 4,5 mm terminate la un capăt cu o lentilă pentru a mări eficacitatea fotodiodei (fig. 5). La capsulare a trebuit să se aşeze fotodioda într-o anumită poziţie astfel ca lentila să focalizeze lumina în centrul suprafeţei sensibile. Poziţia corespunzătoare era aceea pentru care curentul fotoelectric citit la un aparat de măsură era maxim. După focalizare, se aducea la incandescenţă un încălzitor de Kanthal, care topea capătul tubului împreună cu perla de sticlă care izola cele două contacte, realizîndu-se astfel ermetizarea.



Rezultatele obţinute

Prin această lucrare s-a urmărit obţinerea unor caracteristici cît mai bune în ceea ce priveşte sensibilitatea integrală şi sensibilitatea spectrală.

Pentru determinarea sensibilităţii integrale s-au măsurat caracteristicile volt-amper ale fotodiodelor. Acestea s-au trasat cu ajutorul unei scheme care permitea atît observarea calitativă la osciloscop cît şi măsurarea punct cu punct. Pentru aceasta fotodioda fixată pe un cursor care putea fi deplasat pe un banc optic era iluminată cu un bec etalon de 29,4 cd de la două distanţe diferite, ceea ce corespundea la două valori ale fluxului luminos; $9{,}2 \cdot 10^{-5}$ lm şi $3{,}7 \cdot 10^{-4}$ lm, pentru tensiuni inverse aplicate fotodiodei pe un domeniu cuprins între 0,2 şi 24 V. Caracteristicile volt-amper la întuneric şi lumină pentru unele fotodiode sînt prezentate în grafice.

Graficele s-au obţinut prin conectarea aparatului de măsură direct în serie cu fotodioda şi avînd rezistenţă internă mare a modificat forma caracteristicilor obţinute la osciloscop. Aceasta nu a schimbat însă sensibilitatea şi valoarea curentului invers de saturaţie la întuneric şi lumină.

Marea majoritate a fotodiodelor au prezentat caracteristici inverse bune, curenţii inverşi de

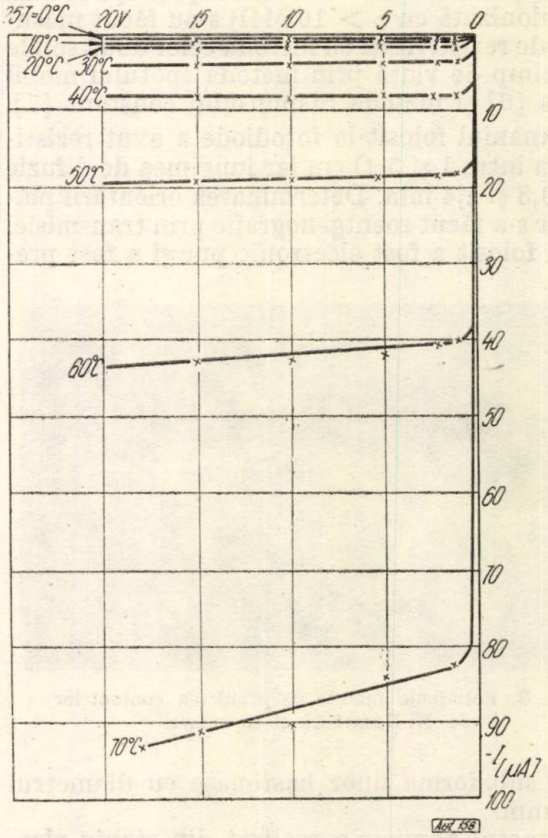


Fig. 6 şi 7. Dependenţa curentului de întuneric de temperatură.

întuneric avînd valori sub 10 μA. Valoarea sensibilității integrale determinată de aceste caracteristici la întuneric și lumină a avut valori cuprinse între 75 și 200 mA/lm fără a socoti concentrarea luminii de către lentile. Sensibilitatea fotodiodei cu lentilă este aproximativ de două ori mai mare.

Sensibilitatea spectrală a fotodiodei s-a măsurat cu ajutorul unui monocromator cu oglindă, folosind ca izvor de lumină un bec de 12 V cu filament de W avînd o temperatură de culoare de 2 850°K. Distribuția spectrală a energiei radiante a izvorului s-a măsurat cu un termoelement cu vid VTh 5 și un galvanometru M 21—4 de sensibilitate $1{,}3 \cdot 10^{-9}$ A/mm.

Maximul de radiație a izvorului s-a găsit a fi situat la 1,5 μ. Pentru măsurarea sensibilității spectrale a fotodiodelor, termoelementul a fost înlocuit cu fotodioda. Determinările s-au făcut în domeniul 400—2 800 mμ, la intervale de 100 mμ, curentul citindu-se la un microampermetru cu spot. Valorile obținute raportate la cele ale izvorului au situat maximul sensibilității spectrale la 1,8 μ. Curba de distribuție spectrală prezintă o creștere lentă începînd cu 0,4 μ pînă la 1,8 μ apoi scade brusc pînă la 0 — 2,4 μ.

Variațiile de temperatură influențează atît asupra curbei spectrale a sensibilității cît și asupra caracteristicilor volt-amper și asupra sensibilității integrale.

Asupra sensibilității spectrale variațiile de temperatură influențează prin aceea că zona interzisă a germaniului variază cu temperatura, ceea ce duce la deplasarea maximului sensibilității fotoelectrice.

În ceea ce privește caracteristicile volt-amper principalul efect al creșterii temperaturii se manifestă prin creșterea curentului de întuneric cu un factor doi la o creștere a temperaturii de 10—11°C (fig. 6 și 7).

Concluzii

S-au obținut fotodiode cu următoarele caracteristici:

Sensibilitate integrală	70—200 mA/lm
Sensibilitatea în lx	0,11—0,35 mA la 1 000 lx
Tensiunea inversă maximă	> 24 volți
Curent de întuneric	3—10 μA
Temperatura maximă permisă	60—70°C
Suprafața sensibilă utilă	0,78 mm²
Răspuns în frecvență (teoretic)	10^5Hz
Răspuns spectral	< 1,8 μ

Relativ la sensibilitatea integrală trebuie remarcat faptul că sensibilitatea sub 100 mA/lm au prezentat numai aproximativ 35% din numărul fotodiodelor. Această cifră poate fi redusă prin îmbunătățirea condițiilor de puritate. De astfel de condiții depinde într-o bună măsură și distribuția spectrală a sensibilității în sensul extinderii ei spre lungimi de undă scurte. De asemenea valorile tensiunii inverse maxime de funcționare, precum și ale curentului de întuneric pot fi încă îmbunătățite în condiții de mai mare puritate și precizie (tratamente, reglarea temperaturii, poziționarea precisă a electronilor).

În încheiere mulțumim tov. conf. dr. R. Grigorovici pentru indicațiile prețioase pe care ni le-a dat în tot timpul cercetărilor efectuate.

BIBLIOGRAFIE

[1] R. Cummerow: Physical Review, 95, 16, 1954.
[2] С. М. Рывкин: ЖТФ 25, 21, 1955.
[3] N. Y. Fan: *Semiconducting Materials*, London, 1952.
[4] Dash W. C., Newman, R., Taft E. P.: Bull. Am. Physics Society 30, 53, 1955.
[5] Е. А. Кацман: *Полупроводниковые иолостчые маломощные триоды.* Москва 1959.
Ю. М. Шашков: *Металлурция иалупроводкиков* Москва 1960 стр 186.
[6] L. B. Valdes, Proc. IRE 40, 1420, 1952.
[7] Э. И. Рашва, К. Б. Толиыго Укр. Физ. Журн.

DRAGOŞ VAIDA

O aplicaţie a calculatorilor electronici numerici în economie (II)

Rezolvarea riguroasă a unor probleme economice de optimalizare conduce, după cum se ştie, la economii importante. De exemplu, problemele de transport rezolvate de calculatorii CIFA-2 şi CIFA-3 de la IFA pentru Institutul de Cercetări de Transporturi şi Telecomunicaţii ($m \leqslant 7$ şi $n \leqslant 21$) au arătat că dacă se aplică o metodă de programare riguroasă, atunci se pot realiza economii faţă de soluţia empirică de $\simeq 7{,}9\%$ pe zi, adică de $\simeq 12\,000$ lei, în aproximativ două ore de calcul pentru maşină.

Rezolvarea acestor probleme de optimalizare cere însă, cum au cerut şi în exemplul citat, utilizarea unei metode matematice comportînd un număr mare de calcule.

Aceste calcule sînt practic imposibil de realizat fără un calculator electronic; utilizarea în acest domeniu a calculatorilor se impune dată fiind eficienţa economică obţinută.

Pentru a ilustra acest tip de aplicaţii în economie a calculatorilor în [1] s-a ales ca exemplu problema programării transporturilor. Cu acest prilej, după formularea problemei, s-a expus o metodă de rezolvare, cunoscută şi sub numele de metoda „ungară", datorită lui H.W.Kuhn [2] şi J. Egervary [3].

Cauza pentru care am prezentat tocmai acest algoritm este că acesta a putut fi programat la CIFA-2 şi CIFA-3. Programarea a fost expusă în [4].

În cele ce urmează ne propunem să prezentăm o completare a programării iniţiale şi anume partea relativă la *formarea matricii de date.*

1. *Operaţia de formare a matricii de date apare în modul următor*:

Fie $\{A_i\}_{1 \leqslant i \leqslant m}$ centrele care au disponibil un anumit număr variabil de unităţi dintr-un produs P; fie a_i numărul de unităţi disponibile în A_i. Fie $\{B_j\}_{1 \leqslant j \leqslant n}$ centrele care au nevoie, într-o proporţie variabilă, de unităţi din P; fie b_j numărul unităţilor necesitate în B_j. Fie în sfîrşit $C = (c_{ij})$ matricea de costuri, elementul c_{ij} reprezentînd costul transportului unei unităţi din P de la A_i la B_j.

În practică, centrele A_i sau B_j nu apar mereu toate; există anumite cazuri în care, de exemplu, anumite puncte nu au nici o disponibilitate iar altele nici o cerere.

În aceste cazuri, problema transporturilor se formulează pentru $i \in M_1$ şi $j \in N_1$, M_1 fiind o submulţime a lui $\{1, 2, \cdots, m\}$ şi N_1 o submulţime a lui $\{1, 2, \ldots, n\}$. Ecuaţiile de condiţie se scriu numai pentru aceste valori ale indicilor, iar în forma liniară care trebuie minimalizată nu mai apar toate elementele matricii C *ci numai acelea ale unei matrici rezultate din* C *prin eliminarea unor linii*, respectiv coloane, corespunzătoare centrelor A_i, respectiv B_j, absente [1].

Apare prin urmare următoarea problemă a formării matricii de date: *dintr-o matrice* C *să se selecteze elementele* c_{ij} *cu* $i \in M_1$ *şi* $j \in N_1$ *şi să se scrie aceste numere în memoria calculatorului la adrese succesive.*

Selecţii de acest tip pot interveni frecvent. Cele 27 de probleme rezolvate pentru Institutul de Cercetări de Transporturi şi Telecomunicaţii, menţionate anterior, au necesitat fiecare o atare selecţie. Matricea costurilor, de dimensiuni variabile, rezulta dintr-o matrice cu $m = 7$ şi $n = 21$, prin alegerea unor linii şi a unor coloane.

Întrucît sistemul de lucru urmează să intre în producţie şi să se rezolve în fiecare zi o problemă de acest tip, a fost necesar un program pe baza căruia calculatorul însuşi să execute selecţia.

2. *Pentru a prezenta schema logică a acestui program, să introducem următoarele elemente şi notaţii*:

Problemei de transport date i se asociază două numere caracteristice p şi q, definite în sistemul binar astfel:

$$\left.\begin{aligned} p &= 0, p_1 p_2 \ldots p_m 0 \ldots 0, \text{ cu } p_i = 1 \Rightleftarrows a_i \neq 0, \\ q &= 0, q_1 q_2 \ldots q_n 0 \ldots 0, \text{ cu } q_j = 1 \Rightleftarrows b_j = 0. \end{aligned}\right\} \quad (1)$$

După cum se va vedea, p şi q sînt suficiente pentru a vedea ce linii şi coloane trebuie eliminate.

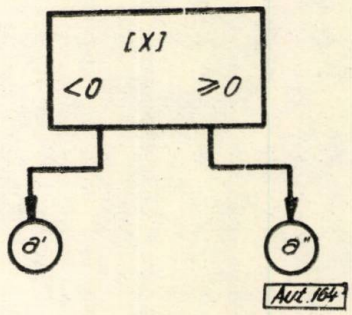


Fig. 1.

Se introduc notaţiile următoare [5]:

$x \rightarrow X$ — numărul x se scrie la adresa X. În special, se utilizează mai departe adresele de lucru L_1, L_2, L_3, L_p şi L_q.

$k_0 \rightarrow k$ — k ia valoarea k_0.

$I_1 \rightarrow I$ — instrucţiunea I_1 se substituie instrucţiunii I.

$[X]$ — numărul de la adresa X.

Dacă numărul de la adresa X este < 0 se trece la executarea lui a'; în caz contrar, la a''.

Mută carul — se mută carul maşinii de scris acţionată automat.

SZ — scrie în zecimal cu maşina de scris a calculatorului.

3. *Schema logică pentru formarea matricii de date este reprezentată în figura 2.*

4. *Schema logică din figura 1 se poate reprezenta astfel:*

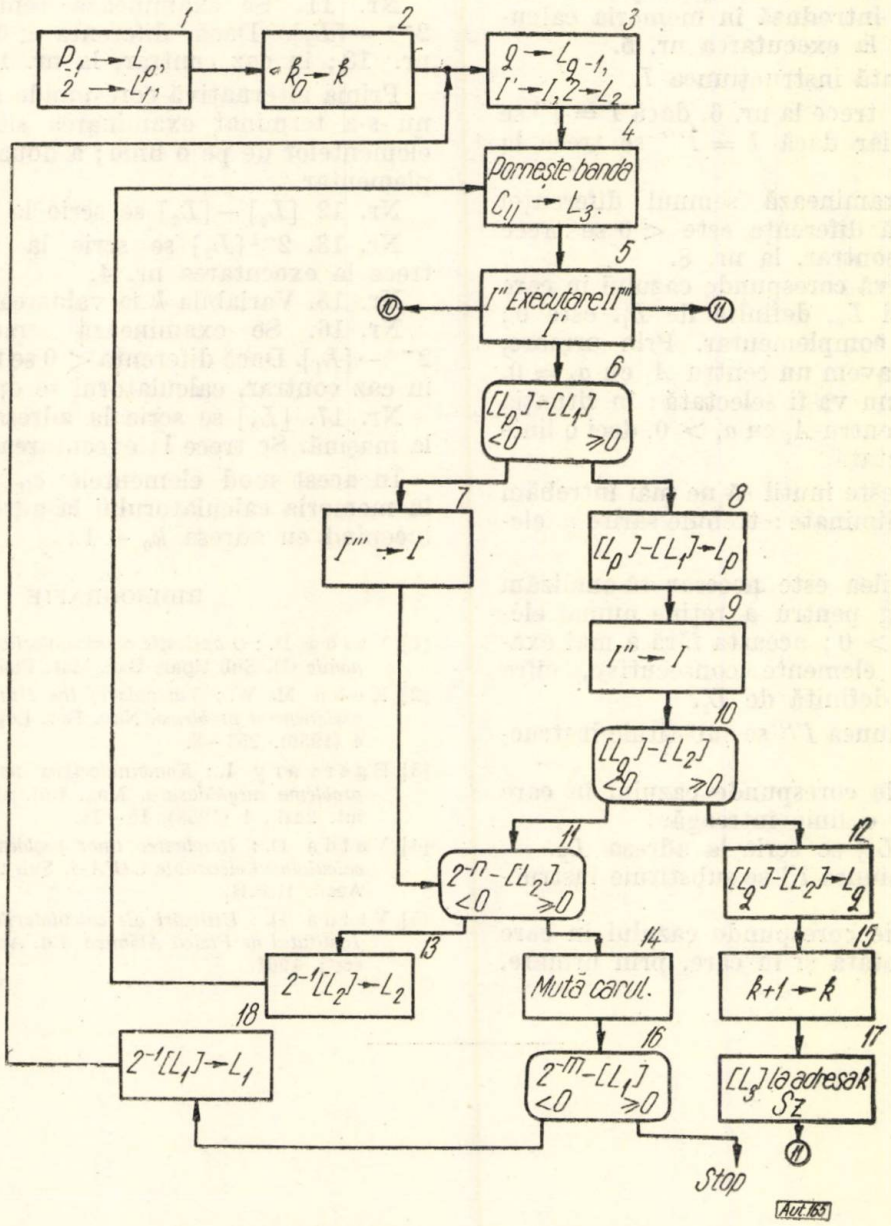


Fig. 2. Schema logică pentru formarea matricii de date.

În afară de aceste notaţii, în schema logică care se va da, intervin cîteva expresii care trebuie definite.

Porneşte banda — banda de hîrtie perforată, pe care sînt înregistrate datele, începe să fie citită de către un dispozitiv de citire. Prin aceasta, datele încep să fie introduse în memoria calculatorului.

Diversele etape ale calculului sînt reprezentate prin figuri de tipul nr. 1 sau nr. 6. Notaţia diferă, întrucît în cazul al doilea etapa de calcul următoare depinde de rezultatul intermediar obţinut.

Figurile sînt conectate prin săgeţi, care indică succesiunea în timp la calculator a diverselor etape.

Nr. 1. Numărul p este scris la adresa L_p şi 2^{-1} la L_1.

Nr. 2. Variabila k ia valoarea k_0.

Nr. 3. Numărul q este scris la adresa L_q, instrucţiunea I' se substituie instrucţiunii I şi 2^{-1} se scrie la L_2.

Nr. 4. Se începe citirea benzii. Această operaţie constă din introducerea a cîte unui element C_{ij} la o adresă fixă L_3. După ce data respectivă a fost introdusă în memoria calculatorului se trece la executarea nr. 5.

Nr. 5. Se execută instrucţiunea I.

Dacă $I = I'$ se trece la nr. 6, dacă $I = I''$ se trece la nr. 10, iar dacă $I = I'''$ se trece la nr. 11.

Nr. 6. Se examinează semnul diferenţei $[L_p] - [L_1]$. Dacă diferenţa este < 0 se trece la nr. 7; în caz contrar, la nr. 8.

Prima alternativă corespunde cazului în care cifra binară a lui L_p, definită de L_1, este 0; a doua, cazului complementar. Prin urmare, în prima situaţie avem un centru A_i cu $a_i = 0$, deci o linie care nu va fi selectată; în situaţia a doua avem un centru A_i cu $a_i > 0$, deci o linie care trebuie selectată.

În primul caz, este inutil să ne mai întrebăm ce coloane sînt eliminate; trebuie sărite n elemente.

În cazul al doilea este necesar să analizăm ce coloane se aleg pentru a reţine numai elementele c_{ij} cu $b_j > 0$; aceasta fără a mai examina, pentru n elemente consecutive, cifra binară a lui L_p, definită de L_1.

Nr. 7. Instrucţiunea I''' se substituie instrucţiunii I.

Această operaţie corespunde cazului în care trebuie eliminată o linie întreagă.

Nr. 8. $[L_p] - [L_1]$ se scrie la adresa L_p.

Nr. 9. Instrucţiunea I'' se substituie instrucţiunii I.

Această operaţie corespunde cazului în care linia trebuie selectată şi în care, prin urmare, pentru următorii n c_{ij} nu mai trebuie examinată poziţia binară a lui L_p, definită de L_1.

Nr. 10. Se examinează semnul diferenţei $[L_q] - [L_2]$. Dacă diferenţa este < 0 se trece la nr. 11; în caz contrar, la nr. 12.

Prima alternativă corespunde cazului în care elementul c_{ij} introdus la L_3 este pe o linie cu $a_i > 0$ şi pe o coloană cu $b_j = 0$; a doua corespunde lui $a_i > 0$ şi $b_j > 0$.

Nr. 11. Se examinează semnul diferenţei $2^{-n} - [L_2]$. Dacă diferenţa < 0 se trece la nr. 13; în caz contrar, la nr. 14.

Prima alternativă corespunde cazului în care nu s-a terminat examinarea situaţiei tuturor elementelor de pe o linie; a doua, cazului complementar.

Nr. 12 $[L_q] - [L_2]$ se scrie la adresa L_q.

Nr. 13. $2^{-1}[L_2]$ se scrie la adresa L_2. Se trece la executarea nr. 4.

Nr. 15. Variabila k ia valoarea $k + 1$.

Nr. 16. Se examinează semnul diferenţei $2^{-m} - [L_1]$. Dacă diferenţa < 0 se trece la nr. 18; în caz contrar, calculatorul se opreşte.

Nr. 17. $[L_3]$ se scrie la adresa k şi se scrie la maşină. Se trece la executarea nr. 11.

În acest mod elementele c_{ij} selectate apar în memoria calculatorului la adrese succesive, începînd cu adresa $k_0 + 1$.

BIBLIOGRAFIE

[1] Vaida D.: *O aplicaţie a calculatorilor electronici în economie* (I). Sub tipar, Gaz. Mat. Fizică, 1962.

[2] Kuhn M. W.: *Variants of the Hungarian method for assignement problems.* Nav. Res. Logist. Quart. vol. 3, 4 (1956), 253–8.

[3] Egervary I.: *Kombinatorikus modszer a szallitasi probléma megâldasara.* Mag. tud. akad. Mat. Kutató int. közl., 1 (1959), 15–28.

[4] Vaida D.: *Rezolvarea unor probleme de transport cu calculatorul electronic CIFA-2.* Sub tipar. Comunicările Acad. R.P.R.

[5] Vaida D.: *Utilizări ale calculatorilor electronici de la Institutul de Fizică Atomică.* Ed. Acad. R.P.R., Bucureşti, 1961.

MIHAI DRĂGĂNESCU

Notă asupra valabilităţii ecuaţiei $i_c = \frac{Q_c}{\tau_c}$ în descrierea tranzistorului prin „metoda sarcinii"

1. În ultimul timp se utilizează, în special pentru studiul regimului de comutare al tranzistorului, un grup de ecuaţii pentru descrierea tranzistorului, prin care curenţii tranzistorului sînt exprimaţi în funcţie de sarcina electrică acumulată în bază. Aceste ecuaţii sînt:

$$i_b = \frac{Q}{\tau_p} + \frac{dQ}{dt}, \qquad (1)$$

$$i_c = \frac{Q}{\tau_c}, \qquad (2)$$

$$i_e = i_b + i_c. \qquad (3)$$

În ecuaţiile de mai sus, mărimile care intervin au următoarele semnificaţii:

i_b, i_c, i_e — curentul de bază, respectiv de colector şi emiter (fig. 1);

Q — sarcina în exces acumulată în regiunea bazei;

τ_p — durata de viaţă a purtătorilor minoritari în regiunea bazei (afectat de efectele de suprafaţă);

τ_c — constanta de timp a colectorului [3], [1]; asupra acesteia se va reveni mai jos.

În ecuaţiile (1)—(3) se neglijează curenţii capacitivi datoriţi capacităţilor de barieră la emiter şi colector, precum şi curentul rezidual la joncţiunea colectorului. Întrucît capacitatea barierii emiterului este neglijabilă (joncţiunea emiterului se alimentează în sens direct), curentul corespunzător acestei capacităţi poate fi neglijat. Curentul corespunzător capacităţii barierii colectorului (joncţiunea colectorului este alimentată în sens invers) este mai important şi în general nu poate fi neglijat. De aceea, ecuaţiile (1)—(3) rămîn valabile *, din acest punct de vedere, dacă se presupune u_c = constant.

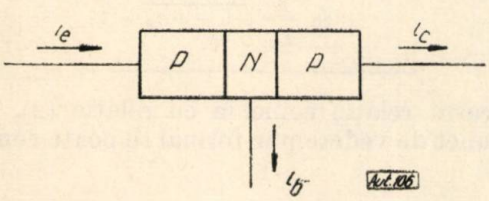


Fig. 1. Convenţiile de semn pentru curenţi.

Trebuie amintit faptul că în totalitate sarcina electrică din regiunea bazei este nulă. Baza este neutră din punct de vedere electric. Sarcina Q reprezintă sarcina de goluri în exces acumulată în regiunea bazei, compensată de o sarcină $-Q$ de electroni. Sarcina Q (de goluri) este introdusă prin injecţie la joncţiunea emiterului, iar sarcina $-Q$ (de electroni) este introdusă prin contactul bazei. Sarcina Q în exces joacă un rol important în funcţionarea tranzistorului, deoarece stabilirea acestei sarcini (şi a sarcinii $-Q$ corespunzătoare) necesită un proces tranzitoriu, după cum scoaterea sarcinii în exces din bază necesită de asemenea un proces tranzitor. În regim staţionar (curent continuu) Q = constant, iar ecuaţiile (1)—(3) devin:

$$i_b = \frac{Q}{\tau_p}; \qquad i_c = \frac{Q}{\tau_c}; \qquad i_e = i_b + i_c. \qquad (4)$$

În regim staţionar există înmagazinată o anumită sarcină în bază, la care corespund anumite valori ale curenţilor prin tranzistor. De aici a rezultat punctul de vedere că tranzistorul este controlat de sarcina acumulată în bază.

Se poate observa că ecuaţia pentru i_c este aceeaşi atît în regim staţionar [ecuaţiile (4)], cît şi în regim variabil oarecare [ecuaţia (2)]. De fapt, dintre ecuaţiile (1)—(3) numai ecuaţiile (1) şi (3) sînt riguros valabile în regim variabil. Ecuaţia (3) este evidentă, iar ecuaţia (1) se deduce recurgînd la ecuaţia de continuitate a golurilor în bază [1], [2]. În ceea ce priveşte ecuaţia (2), numai într-o primă aproximaţie ea poate păstra forma pe care o are în regim staţionar. Întrucît în mod curent se lucrează cu ecuaţia (2) sub forma dată mai înainte [1], [2], [3], [4], [5], în nota de faţă se încearcă să se justifice limitele de valabilitate a acestei ecuaţii.

---

* Dacă se ţine cont de capacitatea barierei colectorului (C_{bc}), ecuaţiile (1) — (3) devin:

$$i_b = \frac{Q}{\tau_p} + \frac{dQ}{dt} + C_{bc}\frac{d\mu_c}{dt};$$

$$i_c = \frac{Q}{\tau_c} - C_{bc}\cdot\frac{d\mu}{dt};$$

$$i_e = i_b + i_c.$$

2. Recurgînd la teoria ideală a tranzistorului [6], este cunoscut că distribuţia golurilor în bază are următoarele valori-limită (fig. 2):

$$p_1 = p_n e^{\frac{e\mu_a}{KT}}; \quad \text{pt. } x = 0; \tag{5}$$

$$p_2 \simeq 0; \quad \text{pt. } x = w. \tag{6}$$

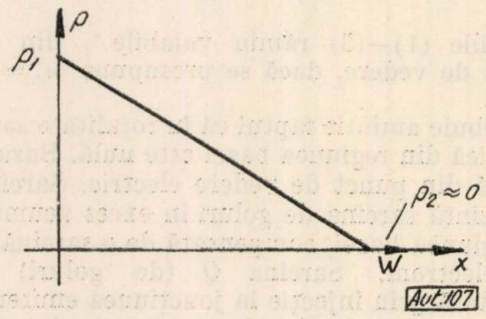


Fig. 2. Distribuţia golurilor în bază.

Aplicînd ecuaţiei diferenţiale care determină distribuţia golurilor în bază,

$$\frac{\partial p}{\partial t} = -\frac{p - p_n}{\tau_p} + D_p \frac{\partial^2 p}{\partial x^2}, \tag{7}$$

transformata Laplace [7] (fiecărui termen şi luînd pentru întreaga bază $p - p_n \simeq p$), se obţine:

$$Pp - p(x,0) = -\frac{1}{\tau_p} p + D_p \frac{d^2 p}{dx^2}, \tag{8}$$

unde:

p este transformata Laplace a distribuţiei golurilor;
P — operatorul Laplace;
$p(x,0)$ — distribuţia iniţială a lui $p(x,t)$.

Dacă se presupune $p(x,0) \equiv 0$, adică în momentul iniţial tranzistorul se găseşte în regim de tăiere, atunci ecuaţia (8) devine:

$$\frac{d^2 p}{dx^2} - \frac{1 + P\tau_p}{L_p^2} p = 0. \tag{9}$$

Soluţia ecuaţiei (9) este de forma:

$$p = B e^{-\frac{s}{L_p} x} + D e^{\frac{s}{L_p} x}, \tag{10}$$

unde:

$$s = \sqrt{1 + P\tau_p}. \tag{11}$$

Dacă se ţine cont de condiţiile la limită (5) şi (6), se determină constantele B şi D şi se obţine:

$$p = p_1 \frac{\operatorname{sh} \frac{w - x}{L_p} s}{\operatorname{sh} \frac{w}{L_p} s}. \tag{12}$$

Curentul de emiter, neglijîndu-se curentul de electroni, va fi egal cu curentul de difuzie de goluri la emiter:

$$i_e = -eD_p \frac{dp}{dx}\bigg|_{x=0} \cdot A = A \frac{e p_1 D_p}{\operatorname{sh} \frac{w}{L_p} s} \cdot \frac{s}{L_p} \operatorname{ch} \frac{w}{L_p} s, \tag{13}$$

iar curentul de colector:

$$i_c = -eD_p \frac{dp}{dx}\bigg|_{x=w} \cdot A = A \frac{e p_1 D_p}{\operatorname{sh} \frac{w}{L_p} s} \cdot \frac{s}{L_p}, \tag{14}$$

unde A este secţiunea joncţiunii. Relaţiile de mai sus reprezintă expresiile operaţionale ale curenţilor de emiter şi colector. Curentul de bază are expresia:

$$i_b = i_e - i_c = A \frac{e p_1 D_p}{\operatorname{sh} \frac{w}{L_p} s} \cdot \frac{s}{L_p} \left[\operatorname{ch} \frac{w}{L_p} s - 1 \right]. \tag{15}$$

Sarcina înmagazinată în regiunea bazei va fi:

$$Q = Ae \int_0^w p \, dx, \tag{16}$$

de unde, în urma introducerii expresiei (12) pentru p, se obţine:

$$Q = A \frac{e p_1}{\operatorname{sh} \frac{w}{L_p} s} \cdot \left(\frac{s}{L_p} \right)^{-1} \left[\operatorname{ch} \frac{w}{L_p} s - 1 \right]. \tag{17}$$

Se poate observa că între sarcina acumulată în bază şi curentul de bază există relaţia *

$$\boxed{i_b = \frac{Q}{\tau_p}(1 + P\tau_p)}, \tag{18}$$

adică de fapt relaţia (1).

Între curentul de colector şi sarcina acumulată în bază există relaţia:

$$\boxed{i_c = \frac{\frac{Q}{\tau_p}(1 + P\tau_p)}{\operatorname{ch} \frac{w}{L_p} \sqrt{1 + p\tau_p} - 1}}. \tag{19}$$

Această relaţie coincide cu relaţia (2), dacă din punct de vedere pur formal se poate considera:

$$\frac{w}{L_p} \sqrt{1 + p\tau_p} < 1, \tag{20}$$

* Se deduce din relaţiile (15) şi (17) ţinînd cont că $L_p = \sqrt{D_p \tau_p}$.

în care caz :

$$i_c = \frac{\frac{Q}{\tau_p}(1+P\tau_p)}{1+\frac{1}{2}\left(\frac{w}{L_p}\right)^2[1+p\,\tau_p]+\ldots-1},$$

sau :

$$i_c = \frac{Q}{\frac{1}{2}\left(\frac{w}{L_p}\right)^2\tau_p} = \frac{Q}{\tau_c}, \qquad (21)$$

de unde rezultă :

$$\tau_c = \tau_p \cdot \frac{1}{2}\left(\frac{w}{L_p}\right)^2. \qquad (22)$$

Evident, formulei (20) nu i se poate da o interpretare fizică directă; cel mult se poate spune că relația (21) este valabilă atîta timp cît procesele variabile nu se petrec prea rapid. Termenul de comparație a rapidității proceselor va fi dat în paragraful următor.

3. Dacă se consideră un regim armonic, atunci soluția pentru un asemenea regim se obține dacă se ia $P = j\omega$. Deci relațiile (18) și (19) devin :

$$i_b = \frac{Q}{\tau_p}(1+j\omega\tau_p), \qquad (23)$$

$$i_c = \frac{\frac{Q}{\tau_p}(1+j\omega\tau_p)}{\operatorname{ch}\frac{w}{L_p}\sqrt{1+j\,\omega\,\tau_p}-1}. \qquad (24)$$

Dacă :

$$\frac{w}{L_p}\sqrt{\omega\tau_p} < 1, \qquad (25)$$

expresia (24) devine :

$$\boxed{i_c = \frac{Q_c}{\tau_c}}. \qquad (26)$$

Domeniul de frecvențe pentru care relația (26) este valabilă corespunde condiției (25), adică pentru :

$$\omega < \left(\frac{L_p}{w}\right)^2 \cdot \frac{1}{\tau_p}. \qquad (27)$$

Cum însă pulsația-limită a tranzistorului are expresia [1] :

$$\omega_\alpha = 2{,}43\,\frac{D_p}{w^2} = 2{,}43\,\frac{1}{\tau_p}\left(\frac{L_p}{w}\right)^2, \qquad (28)$$

rezultă că formula (26) este valabilă pentru frecvențe care satisfac condiția :

$$f < \frac{f_\alpha}{2{,}43}. \qquad (29)$$

Trebuie reamintit că pentru conexiunea cu emiterul comun frecvența-limită este aproximativ de β ori mai mică decît f_α (unde β este factorul de amplificare în curent pentru montajul cu emiterul comun), încît expresia (21) este valabilă pentru întregul domeniu util de frecvențe în această conexiune.

Condiția (27) poate fi însă interpretată și altfel.

Mărimea :

$$\tau_p\left(\frac{w}{L_p}\right)^2,$$

poate fi scrisă sub forma :

$$\tau_p\left(\frac{w}{L_p}\right)^2 = \frac{w^2}{D_p}. \qquad (30)$$

Cum însă $\frac{L_p^2}{D_p} = \tau_p$ reprezintă timpul de viață a purtătorilor minoritari, și deci timpul de difuzie a acestora pe lungimea de difuzie L_p, în același mod mărimea $\frac{w^2}{D_p} = \tau_D$ reprezintă timpul de difuzie (de trecere) a purtătorilor minoritari în baza de grosime w. Acest lucru este de altfel foarte bine cunoscut. Condiția (27) devine :

$$\omega < \frac{1}{\tau_D}, \qquad (31)$$

ceea ce înseamnă că perioada semnalului de înaltă frecvență aplicat tranzistorului trebuie să fie mai mare decît timpul de trecere a purtătorilor minoritari prin bază. *Pentru regimul variabil general se poate spune atunci că formula (26) rămîne valabilă dacă variația proceselor electrice în tranzistor (de exemplu stabilirea sarcinii în bază) se produce într-un timp mai mare decît timpul de trecere (difuzie) a purtătorilor minoritari prin bază. Acest punct de vedere se găsește afirmat și în lucrarea* [2].

4. Să presupunem că se aplică tranzistorului, în conexiunea cu emiterul comun, un salt de curent de bază (fig. 3). Stabilirea sarcinii în bază se face ținînd seamă de ecuația diferențială (1) sau, același lucru, de ecuația operațională (18). Se obține atunci următoarea lege riguroasă de variație a sarcinii electrice în bază :

$$Q = I_b\tau_p\left(1-e^{-\frac{t}{\tau_p}}\right). \qquad (32)$$

Variația sarcinii Q în timp este reprezentată în figura 3. Dacă se recurge la ecuația (2), curentul i_c se stabilește în același mod ca și sarcina Q :

$$i_c = I_b\frac{\tau_p}{\tau_c}\left(1-e^{-\frac{t}{\tau_p}}\right). \qquad (33)$$

Dacă însă se recurge la ecuaţia (19), care, dacă se ţine cont de (18), se poate scrie sub forma :

$$i_e = \frac{i_b}{\operatorname{ch} \frac{w}{L_p}\sqrt{1 + P\tau_p} - 1}, \qquad (34)$$

răspunsul curentului de colector va fi într-o oarecare măsură diferit. Relaţia (34) este de fapt o relaţie de forma :

$$i_e = \beta(P) \cdot i_b, \qquad (35)$$

unde $\beta(P)$ este expresia operaţională a factorului de amplificare în curent pentru conexiunea cu emiterul comun. Răspunsul calculat pe baza relaţiei (35) este cunoscut în literatură [8] şi el este direct reprezentat în figura 3. Răspunsul corect diferă de răspunsul calculat pe baza ecuaţiei (2), deoarece saltul de curent pe bază a fost stabilit instantaneu. Dacă saltul de curent pe bază se stabileşte într-un timp care depăşeşte timpul de difuzie a purtătorilor în bază, atunci calculul proceselor tranzitorii pe baza ecuaţiilor (1)—(3) duce la rezultate corecte.

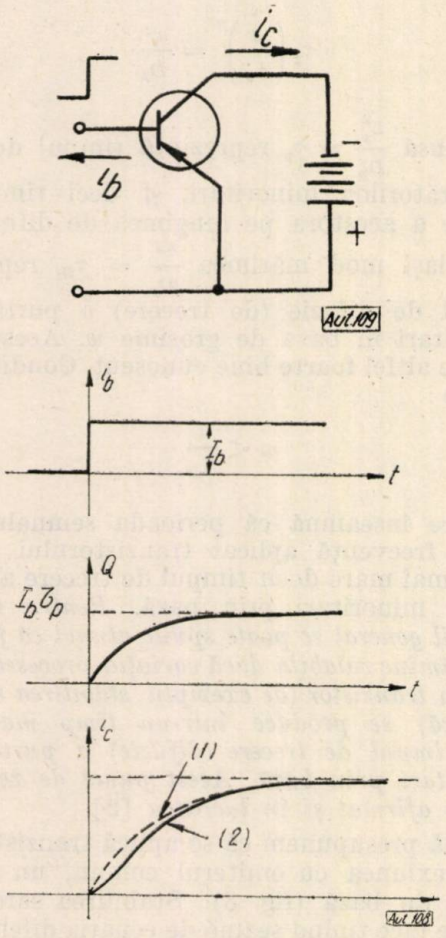


Fig. 3. Stabilirea sarcinii în bază şi variaţia curentului de colector pentru un salt de curent pe bază :
1 — răspunsul în baza ecuaţiei (33);
2 — răspunsul corespunzător ecuaţiei (34).

Între pulsaţia-limită şi timpul de trecere (difuzie) existînd relaţia :

$$\omega_\alpha = \frac{2{,}43}{\tau_D}, \qquad (36)$$

rezultă că ecuaţiile (1)—(3) pot fi folosite la aplicarea unui salt, al cărui front durează un timp :

$$t > \frac{1{,}215}{\pi f_\alpha}. \qquad (37)$$

După cum este şi normal, cu cît frecvenţa-limită a tranzistorului este mai mare cu atît timpul de creştere a saltului poate fi mai mic. Pentru $f_\alpha = 30$ MHz trebuie ca timpul de creştere a saltului să fie mai mare decît 10 mμs, pentru ca ecuaţia (2) să poată fi aplicată. Pentru $f_\alpha = 300$ kHz, timpul de creştere trebuie să depăşească 1 μs.

5. În concluzie se poate spune că ecuaţia (2) este valabilă pentru procese (sau semnale) care nu se petrec mai rapid decît timpul $\frac{1{,}215}{\pi f_\alpha}$.

Bibliografie

[1] * * * *Circuitele cu tranzistoare.* Editura Tehnică, Bucureşti, 1961.

[2] **АБДЮХАНОВ, М. А., БЕРЕСТОВСКИЙ Г. Н., КУЗЬМИН, В. А.** *О расчёте процессов в полупроводниковых триодах методом заряда.* Радиотехника и Электронника, **5**, 1960, nr. 3, p. 450—459.

[3] **BEAUFOY, R. SPARKES, T. T.** *The junction transistor as a charged controlled device.* În : ATE Journal **13**, 1957, nr. 4 p. 310—327.

[4] **ШВЕЙКИН, В. И.** *Экспериментальное определение основных свойств полупроводниковых триодов путем измерения заряда неосновных носителей базы.* Радиотехника и Электронника, **5**, 1960, nr. 7, p. 1 158—1 164.

[5] **SPARKES, T. T.** A *study of the charge control parameters of transistors.* În : Proc. I. R. E. **48**, oct. 1960. p. 1 969—1 705.

[6] **SHOCKLEY, W.** Electrons and holes in semiconductors.

[7] **КОНТОРОВИЧ, М. И.** *Операционное исчисление и нестационарные явления в злектрических целях.* Москва, 1953, p. 17, 56, 83.

[8] * * * *Полупроводниковая электроника. Г. Э. И.*, Москва, 1959, p. 179.

G. N. VIALOV şi GR. INDREAŞ

Tabelă rezumativă a ciclotroanelor cu diametrul polilor peste 100 cm

Au trecut peste 30 de ani de la punerea în funcţiune de către Lawrence (1930) a primului ciclotron. În această perioadă, ciclotronul a devenit unul dintre cele mai importante instrumente ale fizicii nucleare experimentale. El este folosit cu succes în cercetările chimice, biologice şi medicale. În prezent există în întreaga lume circa 100 de ciclotroane.

În istoria ciclotronului se pot deosebi două perioade : prima perioadă cuprinde primii 25 de ani (1930—1955), iar a doua, ultimii cinci ani (1955—1960).

Prima perioadă se caracterizează prin construirea ciclotroanelor de tipul clasic, cu cîmp magnetic de simetrie axială descrescător cu raza şi avînd frecvenţa constantă a tensiunii de accelerare. Aceste caracteristici limitau energia ionilor acceleraţi la valoarea maximă de ~ 25 MeV/nucleon pentru tensiunile de accelerare maxime care se pot obţine pe duante ($2V_0 < 500$ kV).

Cea de-a doua perioadă se caracterizează prin elaborarea unor ciclotroane de tip nou, cu variaţia spaţială a cîmpului magnetic. Realizarea unor astfel de ciclotroane a însemnat un salt calitativ în construcţia ciclotroanelor, deoarece energia maximă care se putea obţine a crescut considerabil.

În prezent, în principiu este posibil să se creeze ciclotroane cu tensiunea de accelerare de frecvenţă constantă ; aceste ciclotroane accelerează protonii pînă la energii care înainte se obţineau numai cu ajutorul fazotroanelor şi sincrofazotroanelor. Deoarece în acceleratoarele de tip fazotron nu este posibilă accelerarea continuă, ele sînt lăsate cu mult în urmă de ciclotron în ceea ce priveşte intensitatea fasciculului de particule accelerate. (Intensitatea fasciculului din ciclotron este aproximativ cu trei ordine de mărime superioară celei din fazotron.) Din acest punct de vedere, ciclotronul este un accelerator greu de concurat.

Mai trebuie să remarcăm faptul că ciclotroanele cu energie variabilă, la a căror elaborare se lucrează intens în numeroase laboratoare de cercetări din lume, vor reprezenta în viitorul apropiat concurenţi de temut pentru acceleratoarele electrostatice de tipul Van der Graaf. De aceea este de presupus că în viitor rolul ciclotroanelor în fizica nucleară experimentală va creşte şi mai mult.

În practica proiectării şi exploatării ciclotroanelor este deosebit de important să se folosească experienţa acumulată de cercetătorii din toată lumea. În particular, de o mare însemnătate este cunoaşterea caracteristicilor tehnice principale ale ciclotroanelor existente. În literatura de specialitate nu există publicaţii complete în acest domeniu, deşi s-au făcut încercări de a se sintetiza rezultatele disponibile. Tabelele, puţin numeroase, asupra ciclotroanelor şi parametrilor acestora, publicate în literatura de specialitate, sînt incomplete, mai ales în partea referitoare la maşinile şi instalaţiile moderne. De aceea am considerat utilă alcătuirea unei tabele care să cuprindă ciclotroane existente actualmente, cu caracteristicile lor. Nu ne-am propus scopul de a strînge datele privind toate ciclotroanele existente. În tabelă sînt date caracteristicile ciclotroanelor actuale utilizate în mod efectiv şi care au diametrul polilor cel puţin egal cu 100 cm.

Majoritatea ciclotroanelor specificate în tabelă sînt maşini de tipul clasic [1—14, 16—25, 27—29, 31—32, 34—35, 37—39] şi numai într-o mică parte din instalaţii [15, 26, 30, 33, 36] (notate la rubrica „observaţii" cu literele *VS*) sînt utilizate cele mai noi cuceriri ale teoriei acceleratoarelor, legate de folosirea cîmpurilor magnetice cu variaţia spaţială. În viitorii ani această parte va creşte fără îndoială în mod considerabil.

Parametrii instalaţiilor de ciclotroane trecuţi în tabela alăturată sînt extraşi din surse primare de documentaţie. Trimiterile corespunzătoare sînt date în rubrica „observaţii". În unele cazuri, cînd sursele primare nu ne-au stat la dispoziţie, am fost nevoiţi să apelăm la bibliografia cu caracter de îndreptar [1], [2], [3], [4], [5], [6], în care caz lipsesc trimiterile în rubrica „observaţii".

La rubrica „anul dării în exploatare" sînt trecute pentru unele ciclotroane două date. Data din paranteze reprezintă anul reconstrucţiei sau modernizării. Într-un astfel de caz, parametrii specificaţi se referă la această din urmă dată.

În tabela alăturată nu se dau date relative la intensitatea fasciculelor de particule accelerate. Aceasta este motivat de faptul că datele existente în literatura periodică sînt prea diferite între ele, atît în privinţa condiţiilor de măsurare, cît şi a regimului de funcţionare a instalaţiei.

Tabelă sinoptică a ciclotronilor

(Diametrul pieselor polare > 100 cm)

Nr. crt.	Instituţia şi locul unde se găseşte ciclotronul	Data cînd a intrat în funcţiune	Particulele accelerate şi energia, MeV	Magnetul				Tensiunea de accelerare			Observaţii
				diametrul polului, cm	greutatea, t	inducţia în întrefier, kGs	raza finală de accelerare, cm	frecvenţa generatorului, MHz	puterea generatorului, kW	tensiunea între duanţi, kV	
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
1	Laboratorul de reacţii nucleare. Institutul unificat de cercetări nucleare, Dubna (U.R.S.S.)	1960	Ioni grei $A/z = 3{,}5 \div 7$ 7—11 MeV/nucleon	310	2 200	19	138	3—6	120	350	[7], [8]
2	Universitatea st. California, Livermor, California (S.U.A.)	1955	d—4—13 p—3—15	238	311	9	88	4—9,5	380	—	[9]
3	Institutul de fizică „Nobel", Stockholm (Suedia)	1951	Ioni grei 11 MeV/nucleon p, d, α	225	400	18,5	90	8,1	180	300	[10], [11], [12], [13]
4	Laboratorul nat. din Oak-Ridge, Oak-Ridge, Tennessee (S.U.A.)	1950 (1955)	p—26	218	250	9	94,5	13,4	250	300—400	[14]
5	Universitatea st. California, Berkeley, California (S.U.A.)	1939 (1953)	p—12 d—24 α—48	183	250	16,2	—	12,3	250	—	[15]
6	Centrul nuclear CEA-Saclay, Saclay (Franţa)	1954	d—25 C, N, O.	160	270	18	71	10,6	200	150	[16]
7	Laboratorul nat. din Oak-Ridge, Oak-Ridge, Tennessee (S.U.A.)	1952	N^{+3}—29	160	—	15,5	62	5,1	100	150—200	[17]
8	Institutul de cercetări nucleare, Tokio (Japonia)	1957	p— 7—15 d—15—21 α—30—42	160	250	16	—	8,4—12	250	130	[18]
9	Laboratorul nat. Argonne, Lemont, Illinois (S.U.A.)	1951	p—10,5 d—21 α—42	157	280	15	—	11,2	130	300	—
10	Universitatea Birmingham, Birmingham (Anglia)	1948	p—10 d—20 α—40	156	250	13,5	—	10,24	140	300	[19]
11	Laboratorul nat. Brookhaven Upton NY (S.U.A.)	1951	p—10 d—20 α—40	152	264	15	—	11,5	65	—	—
12	Comitetul Nat. de Aeronautică, Cleveland, Ohio (S.U.A.)	1957	d—20 α—40	152	250	14,6	—	11	400	—	[20]
13	Universitatea st. Washington Seatle, Washington (S.U.A.)	1951	p—10,7 d—21,5 α—43	152	218	15	64	11,6	100	250	[21]

(continuare)

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
14	Institutul Carnegie Washington, DC (S.U.A.)	1944	p— 8 d—16 α—32	152	200	16	—	9,7	55	—	—
15	Institutul de energie atomică al Academiei de Ştiinţe, Moscova (U.R.S.S.)	1947	p—20 d—24 α—48	150	225	18	67	8—17	330	150	[22], [23], [24] -VS-
16	Spitalul Hammersmith, Londra (Anglia)	1955	p— 7,8 d—15—20 α—30	127	122	16	—	11,3	75	—	—
17	Universitatea st. Ohio, Columbus-Ohio (S.U.A.)	1938 (1954)	d—14	120	80	14,5	—	11	40	—	—
18	Institutul fizico-tehnic, Leningrad (U.R.S.S.)	1946	Ioni grei ~4 MeV/nucleon	120	75,5	18,2	50	3,5÷12	100	50	[25], [26]
19	Universitatea din Pittsburgh, Pittsburgh, Pensylvania (S.U.A.)	1947	p— 8 d—16 α—32	120	100	16	—	11,8	30	—	—
20	Institutul de fizică teoretică şi experimentală al Academiei de Ştiinţe, Moscova (U.R.S.S.)	—	d—12,3	120	—	14	—	—	—	—	[27]
21	Ciclotronul de serie cu diametrul polilor 120 cm (U.R.S.S.)	—	d—12,5 α—25	120	120	14,3	52,5	8—17	120	150	[28], [29], [30], [31]
22	Institutul de fizică atomică al Academiei R.P.R., Bucureşti (Republica Populară Romînă)	1958	d—12,5 α—25	120	120	14,3	52,5	8—17	120	150	[32]
23	Centrul de cercetări nucleare al Academiei de Ştiinţe, Kracowia (Republica Populară Polonă)	1958	d—13 α—26	120	120	15	52,5	9—15	120	150	[33], [34]
24	Institutul central de fizică nucleară, Rossendorf (R.D.G.)	1958	d—14 α—28	120	120	14,1	52,5	8—17	120	150	[35]
25	Institutul de energie atomică al Academiei de Ştiinţe, Peking (Republica Populară Chineză)	1958	d—13 α—26	120	120	14	52,5	8—17	120	150	[36]
26	Laboratorul de probleme nucleare Inst. unificat de cercet. nucleare, Dubna (U.R.S.S.)	1959	d—12 α—24	120	120	—	52	7,6—12	—	8 (40)	[37], [38] -VS-

(continuare)

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
27	Institutul de fizică nucleară al Academiei de Ştiinţe, Praga (R. S. Cehoslovacă)	1960	d—12,5 α—26	120	120	14	52,5	8—17	120	150	[39]
28	Universitatea st. Washington, St. Louis, Missouri (S.U.A.)	1941	p— 5,1 d—10,2 α—20,4	114	92	14,3	—	10,8	70	—	—
29	Universitatea st. Indiana, Bloomington, Indiana (S.U.A.)	1941	d—11,5 α—23	114	87	14,4	—	10,4	40	—	—
30	Comitetul de cercetări ştiinţifice şi tehnice, Pretoria (Uniunea Sud-africană)	1955	d—20	112	82	18	—	13,25	40	110	[40] [41] -VS-
31	Laboratorul nat. din Oak-Ridge, Oak-Ridge, Tennessee (S.U.A.)	1949 (1954)	p—5	112	—	6,4	—	—	300	—	—
32	Universitatea Osaka, Osaka (Japonia)	1954	d—12	112	45	14,3	50	11,6	45	80	[42]
33	Universitatea st. Illinois, Urbana, Illinois (S.U.A.)	1942	p— 6 d—12 α—24	108	70	18	—	12,2	30	150	[43] -VS-
34	Institutul tehnologic Massachusets Cambridge, Massachusets (S.U.A.)	1940 (1947)	p— 7,5 d—15 α—30	106	90	17,4	—	13,1	70	—	[44] [45]
35	Universitatea din Kyoto, Kyoto (Japonia)	1954	p— 7,6 d—15,2 α—30	106	82	17,5	—	13,1	100	—	—
36	Universitatea California Los-Alamos, NM. (S.U.A.)	1955	p—8 d—16 α—32	106	65	18,7	—	8,6—14	85	—	-VS-
37	Universitatea din Michigan, Ann-Arbor (S.U.A.)	1936 (1950)	d—10	106	50	13,5	—	10,2	35	50	[46]
38	Universitatea din Melbourne, Melbourne (Australia)	1955	p—2—12,5 d—4— 6,3 α—8—12,5	102	45	14	36,6	8—22	50	100	[47]
39	Institutul de fizică Max Planck, Heidelberg (R.F.G.)	1939 (1958)	d—12	101	80	17	42,5	12,8	80	100	[48] [49]

De aceea, orice comparaţie între aceste date prezintă dificultăţi. Remarcăm că intensitatea fasciculului intern pe o rază finală de accelerare nu depăşeşte de obicei cîţiva miliamperi.

BIBLIOGRAFIE

[1] BEHMAN, G. A. Nuclear Instruments **3**, 4, 181, 1958.
[2] BEHMAN, G. A. Nuclear Instruments **5**, 2, 129, 1959.
[3] COHEN, B. L. *Cyclotrons and Synchrocylotrons. Handbuch der Physik.* Springer Verlag, Berlin, 1959.
[4] * * * *Tablita soorujaemîh i eksploatiruemîh uscoritelei stran mira.* Expres Informatia, **20**, 98, 1958.
[5] NEMEONOV, L. M. *Istoria razvitia ţiklotrona.* Atomnaia Energhia, febr. 1958.
[6] LIVINGSTON, M. S. şi Mc. MILLAN, E. *History of the Cyclotron.* Physics today, **12**, nr. 10, 1959.
[7] BIRIUKOV, V. A. e. a. *Joint Institut for Nuclear Research at Dubna* (U.R.S.S.). Leipzig, 1960.
[8] OGANESIAN, Y. C. *Polucenie pucicov uscorennih ionov na 300 cm, ţiklotrone LIAR OIAI*.*
[9] HERNANDEZ, H. P. Nuclear Instruments **9**, 287, 1960.
[10] ATTERLING, H. LINDSTROM, G. Nature **169**, 4298, 1952.
[11] ATTERLING, H. şi LINDSTROM, G. Arkiv für Fysik **4**, 559, 1952.
[12] ATTERLING, H. Arkiv für Fysik **15**, 6, 531, 1959.
[13] * * * *Modernization of the Stockholm Cyclotron.* Nature **187**, 4735, 381, 1960.
[14] LIVINGSTON, M. S. Nature **170**, 4318, 221, 1952.
[15] LAWRENCE, E, O. Phys. Rev. **56**, 1, 124, 1939.
[16] DEBRAINE, P. Onde Electrique **35**, 344, 1048, 1955.
[17] LIVINGSTON, M. S. Nature **173**, 4393, 54, 1954.
[18] KIKUCHI, S. e. a. Journal of the Phys. Society of Japan **15**, nr. 1, 41, 1960.
[19] * * * Nature **169**, 4299, 476, 1952.
[20] BORING, K. L. e. a. Preprint Nucl. Engng. and Sci. Conf. nr. 51.
[21] SCHMIDT, F. N. The Review of Scient. Instr. **25** 5 449, 1954.
[22] NEMEONOV, L. M. şi a. Atomnaia Energhia **2**, nr. 1, 36, 1957.
[23] VLASOV, N. A., şi a. *Fiziceschie isledovania ţiklotronnoi laboratorii Instituta Atomnoi Energhii*.*
[24] NEMEONOV, L. M. *Ţiklotron s azimutalnoi variaţiei magnitnovo polia.* Soobşcenie *.
[25] KAMINKER, D. M. *Dizertaţia.*
[26] ALHAZOV, D. G. ANDREEV, D. S. şi a. *Uskorenie na ţiklotrone FTI mnogozariadnîh ionov*.*
[27] ALTASKIN, N. N. DOBROLIUBOV, G. N. şi a. *Ţiklotron Instituta Teoreticeskoi i Eksperimentalnoi Fiziki*.*
[28] ALEKSEEV, A. G. şi a. Atomnaia Energhia **7**, 2, 144, 1959.
[29] ALEKSEEV, A. G. şi a. *Rasciot osnovnîh elementov uskoritelnovo tracta i sistemî vîvoda pucika ţiklotrona U—120—1*.*
[30] NACHMAN, M. Automatica şi electronica **4**, 178, 1959.
[31] VALERIU, A. Studii şi cercetări de fizică **2**, 329, 1959.
[32] TEODORESCU, I., Macovei, M. e.a. Three Iears of Operation of the Cyclotron at the Inst. of. Atomic Physics în Bucharest*.
[33] NIEWODNICZANSKI, H. ZAKRZEWSKI, J. Nucleonica **5**, nr. 1—2. Supl. I, 1—24, 1960.
[34] LAZARSKI, S. MAJER, J. e.a. *The Two Years of Operationin of the Cyclotron U—120—1 in the Cracow Inst. of Nuclear Physics*.*
[35] SCHINTLMEISTER, J. *Das Zentralinstitut fur Kernphysyk am beginn seiner Arbeit.* Akademie Verlag, Berlin, 1958.
[36] VAN CIUAN-IN, SE SI şi a. *Ob opîte ekspluatacii i nekatorth usoverşenstvovaniah 1,2 m ţiklotrona v Kitae*.*
[37] VASILEVSCAIA, D. R. şi a. Atomnaia Energhia **6**, nr. 6, 657, 1959.
[38] VASILEVSKAIA, D. R. şi a. Atomnaia Energhia **8**, nr. 3, 789, 1960.
[39] HABANEK, J. Jaderna Energhie **6**, nr. 4, 109, 1960.
[40] BURGERJON, J. Nuclear Instruments **3**, 6, 323, 1958.
[41] BURGERJON, J. Nuclear Instruments **8**, 3, 261, 1960.
[42] KIKUCHI, S. e.a. Osaka University 44" Cyclotron. Annual Report of Scientific Works V. **3**, 1950.
[43] KRUGER, G. P. The Review of Scientific Instr. **15**, 12, 333, 1944.
[44] LIVINGSTON, M. S. Journal of Applied Physik **15**, 1, 2—19, 1944.
[45] LIVINGSTON, M. S. Journal of Applied Physik **15**, 2, 128, 1944.
[46] CRANE, H. R., HOUGH, P. V. C. *The University of Michigan Cyclotron.* AECU — 2847, 1953.
[47] CARO, D. E. e. a. Australian J. Phys. **8**, 2, 306, 1955.
[48] BOCK, R. e. a. Zschr. fur angewandte Physik 10, 2, 49, 1958.
[49] SCHMIDT-ROHR, V. Die Atomwirtschaft 7—8, 293, 1959.

* Comunicare prezentată la Conferinţa de acceleratoare (ciclotroni) de la Kracovia din 5—10 iunie 1961.

COMUNICARE

Comisia de automatizare organizează o sesiune de comunicări în domeniul automaticii. Sesiunea va avea loc între 4—6 octombrie 1962 şi vor participa 15 delegaţi din următoarele ţări: U.R.S.S., R.P. Polonă, R.S. Cehoslovacă, R.P. Ungară, R.P.F. Iugoslavia, R.P. Bulgaria, R.D. Germană, Grecia, Turcia, Italia, Franţa, Suedia, R. P. Chineză, R.P.D. Coreeană. Pentru această sesiune se vor primi comunicări din domeniul automaticii, în sensul cel mai larg, precum: teoria sistemelor liniare şi neliniare, calculatoare electronice, sisteme adaptive, probleme de lingvistică matematică, teoria automatelor finite, probleme noi în domeniul elementelor de automatizare, realizări deosebite de automatizări în industria noastră, probleme de telemecanică, teoria informaţiei, cibernetică tehnică, probleme economice legate de automatizări.

Toate comunicările vor trebui să se refere la lucrări avînd un caracter de originalitate, iar în ce priveşte aplicaţiile industriale sau realizări de elemente, să se refere la o fază avansată a acestor lucrări.

Comunicările cu caracter tehnic vor trebui să cuprindă rezultatele experimentale care au fost obţinute pînă la data sesiunii. Aceste date experimentale vor putea fi completate şi după depunerea comunicării.

În ce priveşte lucrările cu caracter de sinteză, numărul care se va accepta va fi extrem de redus şi numai pentru domenii cu totul noi sau în care autorii au activitate şi realizări.

Comunicările vor trebui să ne parvină în felul următor:

— Pînă la data de 15 martie titlul comunicării şi un scurt rezumat.

— Pînă la data de 15 aprilie un rezumat de aprox. 2000 semne care să poată fi întrebuinţat la clasificarea comunicării şi la întocmirea lucrărilor preliminare.

— Pînă la data de 15 iulie textul final, în 3 exemplare.

NOTE ŞI COMENTARII

Electronic sau pneumatic în automatizările din procesele chimice?

În această controversă asupra avantajelor comparative ale aparaturii de reglare electronică sau pneumatică, care a făcut obiectul a numeroase articole din revistele de specialitate, rareori argumentele de o parte sau alta erau susţinute prin cercetări statistice sistematice şi de o oarecare amploare. Aceasta se datorează şi faptului că aparatura electronică este un nou venit în reglarea automată avînd numai aproximativ 10 ani vechime. Domeniul în care susţinătorii aparaturii pneumatice s-au arătat cei mai intransigenţi a fost acela al automatizărilor din procesele chimice. Chiar şi la noi în studiile făcute în unele întreprinderi de specialitate s-a luat o poziţie fermă pentru aparatura pneumatică în procesele chimice susţinîndu-se că trebuie să plecăm de la presupunerea în planificarea fabricării aparatelor că în acest domeniu este raţional să avem 4 : 1 aparatură pneumatică faţă de aparatura electronică. Acest punct de vedere a fost însă contestat în diferite ocazii.

O statistică făcută * în ce priveşte performanţele comparate ale aparaturii electronice şi pneumatice aduce după cunoştinţa noastră pentru prima oară date stabilite cu un plan precis şi amplu. Vom extrage în cele de mai jos principalele date din această statistică.

Pentru a stabili o comparaţie între aparatura electronică şi pneumatică Du Pont a făcut studiul pe două procese identice echipate unul cu aparatură pneumatică şi altul cu aparatură electronică. Fişele de evidenţă a întreţinerii au fost completate de o echipă care asigură întreţinerea ambelor instalaţii.

Instalaţia electronică s-a terminat în 1959 şi cuprinde un mare număr de măsurări şi reglări care se coordonează dintr-o singură sală necesitînd transmisii de la o distanţă de 15...800 m cu o medie de 250 m. În aceste condiţii s-a considerat mai adecvată o aparatură electronică. În plus costul instalaţiei electronice — aparatură şi montare — a fost sensibil mai redus fără însă ca acest lucru să se poată considera valabil în toate cazurile.

Studiul întocmit a urmărit două scopuri:

— să se compare siguranţa de funcţionare a celor două sisteme;

— să se compare costul de întreţinere.

Aparatele studiate au fost echivalente în ambele sisteme, aparatele comune ambelor instalaţii fiind excluse. Numărul total de aparate astfel prelucrate a fost de 904 electronice şi 523 pneumatice. Cu toată această diferenţă specialiştii au considerat că numărul de aparate pneumatice supravegheate este destul de mare pentru ca rezultatele să fie statistic valabile.

Aceste rezultate sînt rezumate mai jos:

Date de întreţinere (anuale)	Electronice	Pneumatice
Numărul total de aparate	904	523
Numărul total de aparate care au necesitat reparaţii	706	439
% din total	78	84
Numărul total de deranjamente	1 272	828
Total ore manoperă pentru ridicarea deranjamentelor	1 882	1 231
Frecvenţa deranjamentelor pe aparat	1,41	1,58
Timpul de ridicare mediu al unui deranjament, ore	1,44	1,64
Deranjamente ridicate într-o oră sau mai puţin, %	77	60
Ore de reparaţie pe aparat	2,66	2,80
Costul manoperei de întreţinere pe aparat, dolari	4,36	4,91
Costul materialelor de întreţinere pe aparat, dolari	1,94	4,89
Costul total al întreţinerii pe aparat, dolari	6,30	9,80

Deşi diferenţele sînt uneori relativ mici aceste date statistice sînt însă în toate cazurile în avantajul aparaturii electronice. Un aspect care merită a fi menţionat special este acela al costului materialelor de întreţinere pe aparat care este de numai 40% pentru un aparat electronic faţă de costul materialelor necesare întreţinerii unui aparat pneumatic. Explicaţia acestui fapt este, citäm „Piesele de schimb pentru aparatura electronică sînt în general de tip radio standardizate care sînt produse în masă la un preţ redus în timp ce aparatura pneumatică este de obicei făcută din subansamble mecanice de serie mică".

În fişele de evidenţă a întreţinerii aparatelor s-au trecut şi constatările asupra preciziei cu care au lucrat aparatele făcîndu-se în acest scop 220 verificări de etalonare la aparatele electronice şi 199 la cele pneumatice. Rezultatele esenţiale sînt indicate mai jos:

	Electronice	Pneumatice
Erori medii, %	2,3	3,3
Aparate cu erori sub 1% din totalul examinat, %	64	48

Studiul de probabilitate a acestor rezultate a stabilit că cifrele reprezintă o situaţie reală în general, fiind numai o probabilitate de 0,025 ca ele să fie rezultate întîmplătoare.

Un rezultat neaşteptat al acestei anchete îl constituie răspunsul mecanicilor de întreţinere la un chestionar pe care trebuie să-l completeze pentru a se stabili preferinţele lor. Trebuie să precizăm că întreţinerea ambelor instalaţii era făcută de aceeaşi echipă formată din 29 mecanici. Este interesant de arătat care era pregătirea profesională a acestui personal de întreţinere. Citäm: „Majoritatea lor au urmat un curs teoretic organizat de electronică, urmat de o practică cu aparatura electronică în timpul punerii în funcţiune a instalaţiei. Cîţiva aveau numai cunoştinţe reduse teoretice şi practice în electronică. Toţi erau familiarizaţi cu aparatura pneumatică".

Răspunsurile la acest chestionar sînt rezumate mai jos:

	Electronice	Pneumatice	Nedecis
Mai uşor de reglat	86%	0%	14%
Mai uşor de reparat	52%	17%	31%
Reglează cel mai bine	48%	10%	42%
Presiunea diferenţială-transmitere	73%	13%	14%
Presiune transmitere	74%	11%	15%
Temperatură transmitere	31%	36%	33%
Regulatorul cel mai bun	68%	9%	23%
Transmitere în general	62%	14%	24%
Păstrează mai bine reglarea	38%	21%	41%
Mai uşor de învăţat	55%	21%	24%
Medie	60%	16%	24%

În ansamblu se poate spune că 60% din personalul de întreţinere preferă aparatura electronică şi numai 16% aceea pneumatică adică un raport de 4 la 1. Motivele cele mai invocate pentru această preferinţă sînt: 1) mai uşor de reglat, 2) mai uşor de reparat din cauza sistemului de legături fişe-jac, 3) o reglare mai bună a procesului.

Ca urmare la această anchetă s-au tras următoarele concluzii (citäm):

— „În general se poate afirma că instalaţia electronică a funcţionat satisfăcător.

— Aparatura electronică reglează satisfăcător procesul tehnologic.

— Aparatura electronică s-a comportat foarte bine, de la punerea în funcţiune apărînd puţine dificultăţi.

— În timpul proiectării nu a apărut nici o dificultate cu privire la transmisia informaţiei la distanţă.

— Costul întreţinerii aparaturii electronice este oarecum mai redus decît al aceleia pneumatice.

— Aparatura electronică este cel puţin tot atît de sigură şi în fapt se pare că are deranjamente mai rare.

— Aparatura electronică pare a fi mai precisă.

— Aparatura electronică pare mai uşor de reparat şi complexitatea circuitelor sale nu constituie o problemă după cum rezultă în mod evident din preferinţa netă a mecanicilor de întreţinere pentru această aparatură".

Desigur că nu se poate trage concluzia din această anchetă că aparatura pneumatică îşi trăieşte ultimele clipe. Este însă necesar ca în cazul nostru — cu un program de asimilare de mari proporţii de aparatură de automatizare — să se examineze critic continuu în lumina ultimelor informaţii acest program stabilit pentru a ne înscrie în tendinţele mondiale actuale. Aceeaşi atitudine trebuie să o avem şi în ce priveşte instalaţiile noi din import.

Ing. **I. Papadache**

* A chemical Company's survey gives edge to electronic „Instruments", M. M. De Lanny Control Engineering, October 1961.

CRONICĂ

Expoziţia cehoslovacă la Bucureşti

Noutăţi din domeniul tehnicii de măsură electronice

Expoziţia naţională cehoslovacă constituie o trecere în revistă a dezvoltării ştiinţei şi tehnicii şi o mărturie a avîntului deosebit al producţiei industriale în R.S.C.

În expoziţia aparatelor de măsură electronice s-au expus o serie întreagă de instrumente fără care activitatea în laboratoarele moderne este, în prezent, de neconceput. O utilizare amplă o au mai ales generatoarele, ca surse de semnale de măsură. Printre exponate se pot vedea generatoare pentru electroacustică, radiotehnică, televiziune şi radiolocaţie.

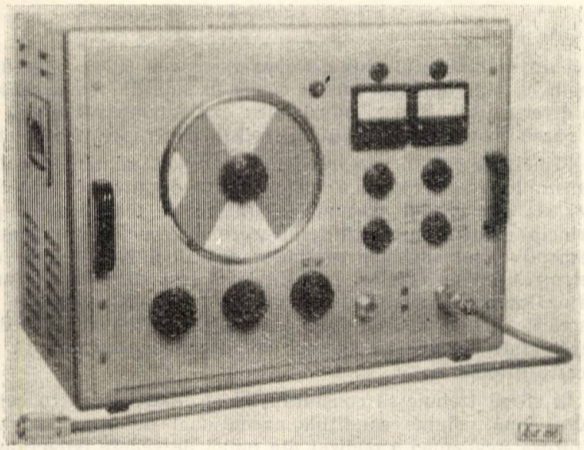


Fig. 1.

Dintre noile aparate expuse merită o atenţie deosebită generatorul de laborator cu amplitudine şi modulaţie de frecvenţă tip Tesla BM 270. Acest aparat este destinat pentru folosirea în banda frecvenţelor de televiziune I şi III. Se utilizează ajutorul modulaţiei simultane de frecvenţă şi de amplitudine a semnalului purtător se pot examina proprietăţile limitatoarelor receptoarelor MF (fig. 1).

Generatorul are 10 intervale de frecvenţă suprapuse mutual. Banda de frecvenţă este de 4—230 MHz cu o precizie a frecvenţei de ± 1%. Tensiunea de ieşire se poate acorda în intervalul de 0,5 μV—50 mV la sarcina de 70 Ω.

Un alt tip de generator care constituie o noutate a întreprinderii producătoare Tesla este generatorul de impulsuri BM 412. El este destinat tehnicii impulsurilor şi este utilizat în laborator ca sursă de impulsuri de emisie în radiolocaţie, cu scopul determinării proprietăţilor de transmisie a impulsurilor amplificatoarelor de imagini pînă la 6 MHz (fig. 2).

Generatorul Tesla BM 412 este o sursă de impulsuri de măsură şi impulsuri paralele cu timp de întîrziere reglabil independent de impulsul de declanşare. Impulsurile de măsură

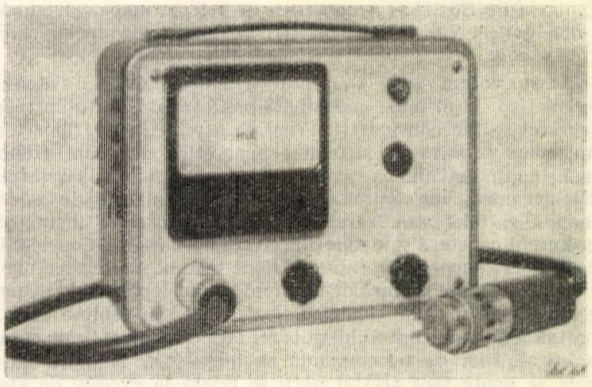


Fig. 2.

au polaritatea reglabilă (pozitivă şi negativă), amplitudine continuu variabilă de la 0,1 pînă la 30 μs.

Impulsurile paralele au lărgimea constantă de 0,25 μs, tensiunea de 10 V vîrf-vîrf şi polaritatea pozitivă. Pe generator

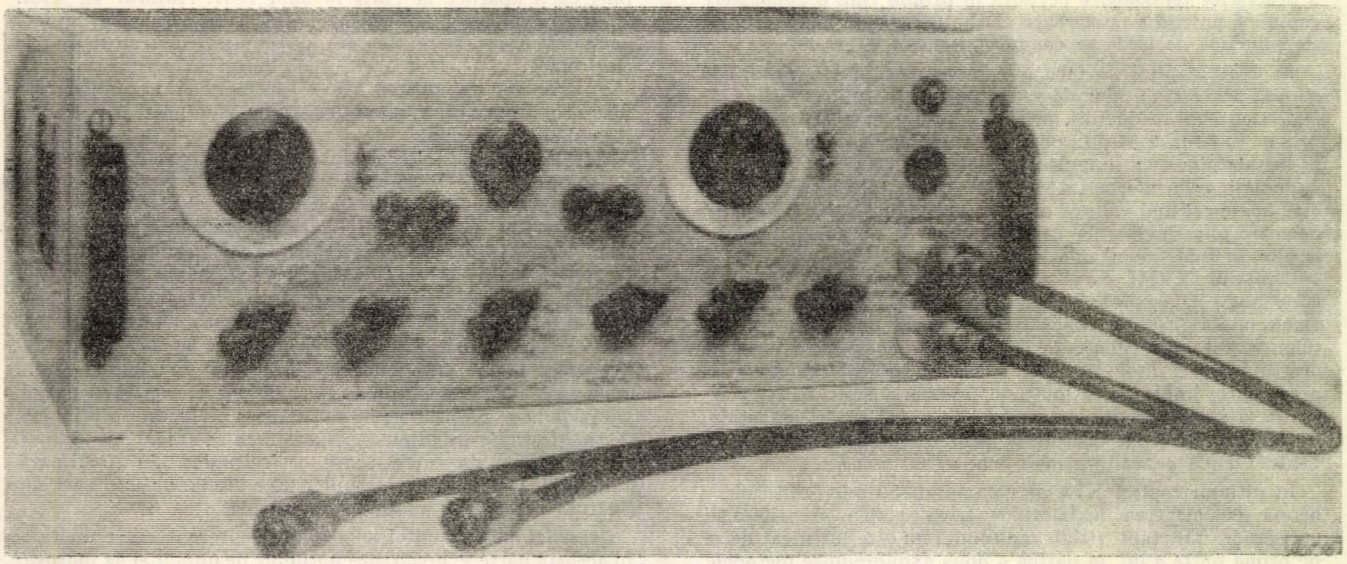


Fig. 3.

în primul rînd pentru măsurători în laborator ale sensibilităţii şi distorsiunilor receptoarelor cu modulaţie de frecvenţă de amplitudine şi videofrecvenţă. Cu acest aparat se mai pot executa şi alte măsurători, de pildă: controlul caracteristicii de frecvenţă, controlul şi reglarea lărgimii de bandă a circuitelor de intrare şi de frecvenţă intermediară etc. Cu

se poate regla întîrzierea de timp a impulsurilor paralele după impulsul de declanşare în intervalul de 1—50 μs. Deci impulsurile de măsură şi cele paralele sînt deplasabile în timp una faţă de alta.

Generatorul de impulsuri poate fi excitat cu impulsuri de start dintr-un multivibrator cu cursă liberă cu o frecvenţă

variabilă continuu de 100 Hz—30 kHz. Generatorul de impulsuri poate fi de asemenea excitat şi de o tensiune exterioară sinusoidală de frecvenţă 10 Hz—150 kHz.

Mai atrage atenţia unul din aparatele miniaturale din seria Tesla. Este vorba de generatorul de zgomot de fond tip BM 410. Aparatul este destinat pentru măsurarea zgomotului de fond şi sensibilităţii limită a cuadripolilor, mai ales la receptoarele şi amplificatoarele de înaltă frecvenţă în banda de frecvenţă de la 100 kHz pînă la 250 MHz (fig. 3).

Generatorul este sursa de zgomot de fond al spectrului continuu, a cărui frecvenţă-limită este dată de componentele circuitelor folosite. Sursa de zgomot proprie este dioda de zgomot. Aceasta este o diodă cu vid, avînd filament de wolfram şi încălzită direct. Ea funcţionează în zona curentului saturat reprezentînd o sursă de rezistenţă internă mare.

Expoziţia oferă o privire generală asupra sortimentului producţiei de aparate electronice de măsură din R.S.C. În afara grupului de generatoare se mai află aici şi voltmetre electronice, frecvenţmetre electronice, osciloscoape, surse de alimentare, stabilizatoare etc.

Expoziţia atrage atenţia unui mare număr de lucrători din domeniul electronicii.

RECENZII

C. I. PENESCU: **Automatica şi telemecanica sistemelor energetice.** Vol. III, Bucureşti, Editura Academiei R.P.R., 416 pag.

Acest volum este consacrat telemecanicii în sistemele energetice. În primul capitol (23 pag.) (cap. XV din întreaga lucrare) se fac consideraţii generale asupra instalaţiilor telemecanice folosite în sistemele energetice din care trebuie menţionată mai ales expunerea asupra clasificării instalaţiilor telemecanice. În capitolul următor „Instalaţiile de telecomandă şi telesemnalizare" (83 pag.) se descriu instalaţiile cu curent constant şi instalaţiile cu curent variabil. Considerăm că ponderea acordată primului tip de instalaţii este prea mare, ele fiind în mare măsură de un nivel tehnic depăşit şi în general realizate cu metode electrice elementare. În schimb însă în partea a doua a capitolului autorul face o excelentă prezentare a instalaţiilor de telecomandă cu impulsuri. Singura critică care se poate face acestei părţi se referă la excesiv de amănunţita descriere a unor realizări practice care credem că nu-şi au locul într-o lucrare de expunere generală a telemecanicii.

Capitolul XVII, „Instalaţiile de telemăsură", reprezintă capitolul cel mai dezvoltat (160 pag.) din întregul volum. Această importanţă acordată telemăsurii este normală în telemecanica sistemelor energetice în care conducerea optimă a proceselor tehnologice necesită în primul rînd o cunoaştere rapidă şi precisă a numeroase mărimi situate la mari distanţe de punctele de unde se conduce sistemul.

În acest capitol se face o expunere critică a condiţiilor care se cer instalaţiilor de telemăsură, prezentarea principalelor tipuri de traductori, principiile sistemelor cu transmisie prin curent constant şi în partea cea mai mare a capitolului — a instalaţiilor cu impulsuri. Prin claritatea şi echilibrul expunerii, prin informaţia completă prezentată, acest capitol este poate cel mai valoros din întregul volum şi va fi desigur de mare folos inginerilor care se ocupă de problema telemăsurilor în toate domeniile industriale.

Capitolul XVIII care se referă la liniile de transmisie (100 pag.) cuprinde o expunere exhaustivă a problemei. Dacă în ce priveşte liniile fizice simple diferitele aspecte tehnice sînt bine cunoscute din lucrările consacrate special acestui subiect şi deci extinderea acordată în volum este prea mare, liniile fizice multiple, precum şi liniile fictive constituie aspecte specifice telemecanicii în sistemele energetice. Considerăm însă că transmisia prin radiorelee trebuia prezentată cu o dezvoltare mult mai mare.

În ultimul capitol XIX al volumului (30 pag.) autorul se ocupă de alegerea instalaţiilor telemecanice în sistemele energetice. De fapt titlul capitolului nu este justificat decît de prima parte a lui, în partea a doua expunîndu-se metodele pentru realizarea practică a instalaţiilor de telemecanică din sistemele energetice.

Făcînd o apreciere de ansamblu asupra acestui volum trebuie să constatăm, că autorul a făcut o expunere completă a problemelor de telemecanică în special asupra acelora din sistemele energetice cuprinzînd în unele părţi şi o prezentare originală. Cuprinzînd şi problemele generale ale telemecanicii cartea este utilă nu numai inginerilor şi tehnicienilor care activează în domeniul sistemelor energetice ci şi acelora din ce în ce mai numeroşi care se ocupă în ţară de telemecanică în diverse alte procese industriale: exploatarea petrolieră şi a gazelor naturale, irigaţii, instalaţii pentru căi ferate etc.

Principala critică care credem că trebuie adusă autorului constă în aceea că nu a introdus în volum unele aspecte noi ale domeniului precum: aparatura de telemecanică pe principii statice, instalaţii de dispecer moderne cu problemele respective, introducerea maşinilor de calcul în sistemele de telemecanică energetice. Această lipsă este cu atît mai surprinzătoare cu cît din activitatea, expunerile publice şi lucrările prezentate la diferite manifestări din ţară şi din străinătate rezultă că autorul are o preocupare intensă în aceste direcţii noi.

În sfîrşit trebuie să constatăm ca şi de altfel pentru celelalte două volume condiţiile excepţional de bune în care Editura Academiei a realizat din punct de vedere redacţional şi tipografic acest volum.

I. P.

F. RAYMOND: **Automatica prelucrării informaţiei.** Fizmatghiz, Moscova, 1961, 222 pag., 51 fig.

Această lucrare reprezintă traducerea în limba rusă a unei cărţi apărute la Paris în anul 1957. Autorul ei, prof. F. Raymond, este un specialist bine cunoscut celor care se ocupă de cibernetică, teoria informaţiei şi calculatoarele electronice.

Cartea îşi propune să trateze principiile maşinilor care operează asupra informaţiei, insistîndu-se în particular asupra maşinilor de calculat.

Evident, problemele calculatoarelor electronice sînt extrem de complexe, putînd fi abordate din puncte de vedere foarte diferite. Astăzi se consideră că maşinile electronice de calculat nu sînt decît principalele reprezentante ale familiei maşinilor de prelucrat informaţie. Tocmai din acest punct de vedere se tratează subiectul şi în cartea de faţă.

După cum este şi firesc, o carte care tratează despre automatica informaţiei trebuie să precizeze de la început noţiunile de bază, adică noţiunile de automat şi de informaţie. Aceste probleme sînt abordate în primul capitol al cărţii, unde se introduc şi noţiunile de bază ale teoriei informaţiei.

Trecîndu-se propriu-zis la maşinile de prelucrat informaţie, se aminteşte de diferitele persoane care în trecut au studiat diverse tipuri de calculatoare neelectronice. Se precizează noţiunea de memorie a maşinii şi alte cîteva noţiuni care au legătură directă cu maşinile de calculat.

Cel de-al doilea capitol se ocupă de reprezentările numerice. În această parte se precizează noţiunile de număr şi de măsură, evident fără a se intra în detaliile familiare matematicienilor. După aceea, se trece la problema reprezentării fizice a numerelor naturale, pentru a se aborda apoi problemele reprezentării numerice a informaţiei.

Capitolul al treilea se ocupă de structura calculatoarelor analogice. În acest scop se începe cu prezentarea analizoarelor diferenţiale mecanice, pentru a se trece apoi la calculatoarele analogice electrice şi electronice. Evident, aceste

probleme nu sînt prezentate decît foarte rezumativ, dar cu multă claritate.

Capitolul al patrulea se ocupă de reprezentarea informaţiei, adică de codare. După ce se prezintă modalitatea de conservare a informaţiei prin perforaţii, se abordează unele probleme generale ale teoriei codurilor, cum ar fi, de exemplu, problema codurilor detectoare de erori sau autocorectoare.

Capitolul următor prezintă unele detalii asupra structurii calculatoarelor digitale. După cum este şi firesc, se începe cu prezentarea unor noţiuni elementare de logică matematică, după care se trece la prezentarea unor elemente fizice care realizează anumite funcţiuni logice, pentru a se ajunge apoi la schemele cu contacte şi relee. Se face o introducere sumară în studiul acestor scheme.

Un paragraf al acestei lucrări este intitulat în mod sugestiv „Teoria structurii şi algebra Boolle".

Înarmaţi cu aceste cunoştinţe, cititorii pot aborda capitolul VI, intitulat „Ce este maşina automată de calculat". Se dau aci unele caracterizări generale ale calculatoarelor, însă întregul capitol — care este foarte scurt — se menţine la un nivel de comentarii generale.

Capitolul următor studiază structurile de bază ale dispozitivelor digitale. Se vorbeşte despre memorie, despre dispozitivele de memorie, despre perioada de lucru a maşinii, studiindu-se totul într-un mod foarte general. Se prezintă unele probleme în legătură cu funcţionarea automatelor digitale.

Ultimul capitol al lucrării tratează problemele programării.

În actuala ediţie rusă, capitolele VI şi VII diferă de capitolele corespunzătoare din ediţia franceză, fiind prelucrate din nou de către autor.

Caracteristic pentru întreaga lucrare este faptul că problemele sînt abordate într-un mod cu totul original, la un înalt nivel ştiinţific, fără a se abuza totuşi de un formalism matematic, cu multă claritate şi fără a se intra în detalii tehnice, astfel încît ea este uşor accesibilă persoanelor care au o cultură matematică generală, fără a avea şi o cultură tehnică în specialitatea electronicii.

Lucrarea este valoroasă şi va fi citită cu interes de toţi cei care urmăresc problemele generale ale ciberneticii, teoriei informaţiei şi automaticii.

E. N.

D. A. BELL : **Zgomotul electric**. Editura D. van Nostrand Company, Ltd. London, Toronto, New York, Princeton, New Jersey, 1960, 342 pag., 97 figuri, 444 ref. bibl., 18 anexe.

Problemele zgomotului capătă o importanţă din ce în ce mai mare în electronica contemporană, amplificarea semnalelor slabe — de exemplu — este indisolubil legată de cunoaşterea proprietăţilor statistice ale zgomotelor. Tocmai de aceea, studiile teoretice legate de zgomot, crearea unor dispozitive cu zgomot propriu cît mai redus, ca şi metodele de măsurare a zgomotului au luat, în ultimul timp, o dezvoltare deosebită.

Lucrarea de faţă este în acelaşi timp o carte de referinţă şi un îndrumar practic privind problemele zgomotului, care este considerat atît din punct de vedere fizic al mecanismului intim al producerii, cît şi din punct de vedere tehnic al exploatării unor dispozitive electronice.

Se poate spune că lucrarea acoperă întregul domeniu al problemelor legate de zgomot. Toate chestiunile tratate sînt explicate în mod atent, iar indicaţiile bibliografice ale fiecărui capitol ajută pe cercetător să aprofundeze chestiunile care îl interesează în mod deosebit. Se poate afirma că tratarea problemelor este exhaustivă.

Autorul ei este o autoritate binecunoscută în domeniul telecomunicaţiilor, studiile sale tratînd subiecte diferite legate de transmiterea informaţiilor, care în special se axează pe diferitele aspecte teoretice şi experimentale privind problemele zgomotului.

Dar să revenim la lucrare, care cuprinde 14 capitole.

În primul rînd, într-o scurtă introducere se dau unele noţiuni elementare privind mecanica statistică şi fenomenele legate de trecerea curentului electric prin diode. În capitolul al doilea se trece la prezentarea unui instrument matematic mai complex, începîndu-se cu recapitularea unor probleme legate de seriile trigonometrice şi continuînd, printre altele, cu formula Wiener-Hincin şi teoremele lui Campbell.

Capitolele 3 şi 4 sînt dedicate problemei zgomotului generat de rezistenţe. O mare pondere se acordă teoremei lui Nyquist şi problemei echipartiţiei, chestiune în care autorul a adus o contribuţie originală importantă.

În capitolele 5 şi 6 se consideră zgomotul produs în diode cu cîmp accelerator şi de dioda cu cîmp întîrzietor. Se tratează desigur şi emisia termionică.

Capitolul 7 studiază o problemă care a fost controversată timp de mai mulţi ani, şi anume problema fluctuaţiilor într-un tub la care curentul este limitat prin sarcina spaţială.

Problemele tuburilor cu mai multe grile, ca şi problemele fotomultiplicatorilor, formează obiectul capitolului 8.

Faptul că în carte se prezintă un material foarte modern se reflectă şi prin aceea că maserul, amplificatoarele parametrice şi amplificatoarele cu fascicul formează obiectul capitolului 9.

Unele probleme legate de distribuţia energiei în spectrul de frecvenţă al curentului, zgomotele produse în semiconductori, filme metalice, redresori cu tranzistori, ca şi în detectorii de radiaţie, formează obiectul unor interesante capitole.

Un capitol special este rezervat zgomotelor Barkhausen. Această chestiune nu are o legătură directă cu zgomotul produs de dispozitivele electronice clasice, dar este normal să formeze obiectul unui capitol într-o carte modernă, avînd în vedere faptul că astăzi dispozitivele magnetice se utilizează tot mai mult în electronică.

Ultimul capitol studiază standardele de zgomot şi tehnica măsurării zgomotului. Şi acest capitol este interesant pentru cei care se interesează de măsurarea zgomotului însă, după părerea noastră, tratarea acestui subiect este mai puţin dezvoltată decît în alte cărţi similare din literatura sovietică, cum ar fi de exemplu cartea lui I. M. Teterici, intitulată „Generatorii de zgomot", Moscova, Leningrad 1961.

Lucrarea de faţă este de un real folos tuturor celor care, avînd o pregătire matematică corespunzătoare programei analitice a unui institut de învăţămînt superior de la noi, lucrează în electronică sau în fizică aplicată, în particular în telecomunicaţii, televiziune, radiolocaţie, radioastronomie, cibernetică, măsurări electronice. Într-adevăr în toate aceste domenii problemele de zgomot sînt importante, iar cartea lui D. A. Bell permite urmărirea îndeaproape a fenomenelor fizice, care au loc în diferite dispozitive electronice, astfel încît la lista de mai sus trebuie să adăugăm pe toţi acei care proiectează elemente electronice de circuit sau circuite electronice.

Ed. N.

Utilizarea tehnicii de calcul în automatizarea producţiei. Maşghiz, Moscova, 1961, 536 pag.

Volumul, apărut sub redacţia prof. V. V. Solodovnikov, reprezintă lucrările unei sesiuni care a avut loc la Moscova în octombrie 1959, în legătură cu utilizarea tehnicii calculatorii pentru automatizarea producţiei. La această sesiune s-au prezentat 62 de comunicări şi au participat 824 de delegaţi, reprezentînd 38 de oraşe şi şase republici unionale.

Cuvîntul de deschidere a fost rostit de prof. V. V. Solodovnikov, cunoscutul specialist sovietic în domeniul automatizărilor. Comunicarea sa s-a intitulat „Cibernetica, automatica, problemele comenzii automate şi maşinilor de comandă". În acest referat s-au expus problemele generale ale ciberneticii şi ale comenzii diferitelor sisteme automate, propunîndu-se şi o clasificare a mijloacelor de automatizare şi a mijloacelor de prelucrat informaţie.

O altă comunicare interesantă este aceea a lui V. I. Loskutov, în care s-a prezentat stadiul din acel moment şi perspectivele de dezvoltare a calculatoarelor şi maşinilor de comandă. În lucrarea sa se dau cifre comparative referitoare la calculatoarele sovietice Strela, BESM-1, Ural-1, ca şi ale unor cunoscute calculatoare străine.

În ceea ce priveşte prespectivele de dezvoltare în următorii zece ani, autorul estimează că dacă se ia ca an de bază anul 1959, în care investiţiile într-o anumită ţară în maşini de calculat se cifrează la 370 de unităţi convenţionale, atunci în anul 1962 se va trece la 515 unităţi convenţionale, pentru ca în anul 1968 să se ajungă la 900 unităţi convenţionale.

Aceasta reprezintă o dezvoltare foarte mare dacă se ține seama de faptul că aceste calculatoare rămîn în funcțiune totuși o perioadă de aproximativ șapte ani.

Numeroase alte lucrări subliniază importanța calculatoarelor electronice în cele mai diverse domenii de activitate. Se prezintă astfel calculatoare speciale pentru studiul influențelor statistice, se analizează construcția sistemelor adaptive cu parametrii aleatori, utilizarea calculatoarelor analogice pentru optimizarea regimului de lucru al sistemelor energetice etc.

O serie de studii se referă la probleme de mare actualitate, cum ar fi, de exemplu precizia dinamică a sistemelor extremale, utilizarea calculatoarelor digitale în sinteza statistică a sistemelor de reglaj automat și altele.

Evident, numeroase probleme privesc aspecte concrete ale automatizărilor sau ale calculatoarelor din punct de vedere constructiv. Menționăm comunicări care tratează probleme legate de automatizarea instalațiilor metalurgice, cum ar fi de exemplu furnalele și cuptoarele Martin. Acest ultim subiect formează de altminteri obiectul mai multor comunicări.

În domeniul mașinilor de calculat, o comunicare interesantă este aceea a lui A. D. Zakrevski, care studiază problema sintezei unor automate speciale, cu relee.

Printre mașinile speciale care au fost prezentate, menționăm un calculator pentru determinarea funcției de autocorelație. De altfel tehnica corelației a mai format obiectul și altor comunicări.

Lucrările acestui congres subliniază o dată mai mult influența tot mai mare pe care electronica, în general, și calculatoarele electronice în particular o au asupra dezvoltării actuale a automatizărilor — indiferent dacă este vorba de abordarea unor probleme concrete puse de exploatarea unor obiective industriale, sau de problemele teoretice ale automatizării.

Lucrarea va fi citită cu interes de toți acei care se ocupă de problemele automatizării și ale electronicii, deoarece în ea se prezintă un stadiu foarte înaintat de rezolvare a problemelor teoretice și practice ale automatizărilor moderne, care sînt inseparabil legate de electronică.

E. N.

GILLE, J. C., DECAULNE, P. și PELEGRIN, M. **Metode moderne pentru studiul servosistemelor**. Ed. Dunod, Paris, 1960, 460 pag. 435 fig.

Cartea constituie o expunere didactică a principalelor metode care stau la baza majorității cercetărilor moderne în domeniul servosistemelor.

Ea se adresează atît specialiștilor care lucrează în practica servosistemelor, cît și studenților care posedă noțiuni elementare de tehnica reglării automate.

În prima parte a cărții se expune metoda configurației polurilor și zerourilor funcției de transfer. Această metodă conduce la metoda locului rădăcinilor și la metode speciale de compensare, spre deosebire de metoda răspunsului la frecvență, care conduce la metode grafoanalitice. Metoda polurilor și zerourilor constă în caracterizarea funcției de transfer prin punctele ei singulare și reziduurile corespunzătoare. Practic, ea prezintă avantajul că leagă configurația polurilor de stabilitatea sistemului, iar pe baza configurației polurilor și a zerourilor pot fi studiate simultan răspunsul la frecvență și răspunsul tranzitoriu.

Partea a doua este consacrată metodelor statistice. Plecînd de la faptul că majoritatea mărimilor de intrare ale servosistemelor sînt aleatorii, dar aparțin totuși anumitor tipuri, se studiază noțiunea spectrului de frecvență, care este cea mai importantă mărime ce caracterizează o intrare aleatorie a unui sistem liniar. Cunoscînd funcția spectrului de frecvență al mărimii de intrare, se arată modul cum se poate determina spectrul de frecvență al mărimii de ieșire. Aceste considerații sînt apoi ilustrate pe baza unei discuții asupra naturii fizice a zgomotelor. În completare se dau noțiuni asupra teoriei informațiilor.

Caracterul aleatoriu al mărimilor de intrare implică utilizarea metodelor statistice pentru studiul rațional al servosistemelor. Ca urmare, sînt expuse criteriile statistice și metodele lui Phillips și Wiener. Prima metodă este utilă pentru determinarea valorilor optimale ale parametrilor unui sistem gata proiectat sau realizat; a doua metodă urmărește, în plus, să dea și forma funcțiilor de transfer care asigură întregului ansamblu performanțe optime.

După părerea autorilor, metodele statistice au o uriașă importanță teoretică, în practică urmînd însă a fi aplicate numai în cazul proiectelor de importanță națională, sau pentru probleme de rețele de energie electrică.

De asemenea, în ce privește metodele de optimalizare, autorii consideră că, deoarece influența elementelor parazite poate falsifica complet acțiunea unei optimalizări liniare teoretice, aceste metode prezintă numai un slab interes direct pentru practică, dar au o mare importanță teoretică.

În partea a treia a cărții este tratată extinderea metodelor liniare (funcția de transfer) la servosistemele mai complexe, anume la cele cu mai multe variabile și la servosistemele cu testare (numite și sisteme cu impulsuri). Importanța pentru practică a acestei extinderi rezultă din legătura din ce în ce mai strînsă dintre problemele de aservire și mașinile de calcul. Într-adevăr, mașinile analogice de calcul sînt, de fapt, servosisteme cu mai multe variabile, iar sistemele cu mașini numerice de calcul lucrează pe bază de date testate.

Noțiunile liniare nu sînt capabile să exprime un număr oarecare de fenomene foarte importante din teoria și practica servosistemelor, astfel încît este neapărat necesar ca în materie de servosisteme să nu ne limităm la aspectul liniar al fenomenelor. Din această cauză, partea a patra a lucrării ocupă un volum cît toate celelalte părți la un loc. Autorii s-au limitat să expună în această parte numai metodele ce interesează direct servosistemele, avînd o preferință vădită pentru metodele grafice. Este expus modul cum poate fi studiată și înțeleasă structura unui servosistem care conține un element neliniar, oriunde ar fi plasat acesta din urmă.

În diferitele capitole ale acestei părți sînt discutate regimurile tranzitorii, metoda aproximării primei armonice, care este o generalizare a noțiunii funcției de transfer în cazul sistemelor neliniare, metoda planului fazei, regimurile periodice de aservire prin tot sau nimic. Urmează apoi principiul metodei topologice a lui Poincaré, metodele analitice utilizate în mecanica liniară, precum și aplicațiile acestor metode la oscilațiile forțate.

Ultimul capitol al părții a patra este consacrat problemelor de stabilitate a sistemelor neliniare. Sînt expuse teoremele lui Liapunov, asupra stabilității locale, metoda directă a lui Liapunov, stabilitatea regimurilor staționare mai generale și stabilitatea de structură, cînd parametrii sistemului variază.

După părerea autorilor, metoda armonicii întîi este în prezent cea mai importantă în practică pentru servosisteme, deoarece ea cumulează avantajele practice ale aplicării generale și ale comodității și poate fi completată prin verificare pe mașină electronică de calcul sau prin simulare.

Autorii au utilizat intens lucrările cercetătorilor și savanților sovietici (Liapunov, Ţipkin, Letov, Aizerman, Bautin etc.), precum și cele mai moderne lucrări ale specialiștilor francezi (Hamel), englezi, americani și germani.

Cartea este completată cu un vocabular în cinci limbi (franceză, engleză, germană, spaniolă și rusă), pentru termenii cei mai uzuali din domeniul servosistemelor, și cu bogate indicații bibliografice în spirit critic, datorită indicațiilor și comentariilor respective.

S. E.

KRAIZMER, L. P. **Dispozitive de memorie digitală**. Gosenergoizdat, Moscova-Leningrad, 1961, 360 pag., 212 fig., 466 ref. bibl.

Lucrarea de față prezintă o tratare sistematică a dispozitivelor de memorie digitală, adică a dispozitivelor în care informația este conservată sub formă digitală.

Faptul că numai pentru dispozitivele de memorie digitală a apărut o carte atît de voluminoasă arată în mod elocvent dezvoltarea tot mai mare pe care au luat-o dispozitivele electronice de prelucrat informație și implicit rolul pe care-l are informația digitală în cele mai diverse sectoare de activitate.

Cartea are în total zece capitole.

În primul capitol se prezintă o informare generală asupra dispozitivelor de memorie în care informația este conservat

în formă digitală. Evident, se reamintesc unele chestiuni asupra sistemelor de scriere a numerelor, după care se face o interesantă clasificare a sistemelor de memorie.

În capitolul al doilea se abordează studiul benzii perforate şi al cartelelor perforate. Se trece de aici la alte sisteme, cum ar fi de exemplu citirea optică a informaţiei digitale şi dispozitive de memorie cu diverse elemente electrice (diode, rezistenţe, condensatoare).

Capitolul al treilea este dedicat registrelor. Se începe prin a se descrie construcţia generală a registrelor, după care se trece la studiul elementelor care pot realiza funcţiile cerute elementelor lor constitutive. Se discută astfel despre releele electromagnetice, triggeri cu tuburi electronice, cu tranzistoare etc. Se discută şi despre elementele bistabile realizate cu tuburi de gaz, ca şi în elemente ferorezonante.

Avînd în vedere importanţa tot mai mare pe care o are actualmente înregistrarea magnetică a informaţiei, capitolul patru este dedicat acestei probleme. Se începe prin prezentarea unor noţiuni fundamentale referitoare la aspectul fizic al înregistrării pe bandă magnetică, după care se dau detalii privind capetele de înregistrare şi redare, memoriile sub formă de tambur şi alte probleme conexe.

Capitolul cinci studiază problema memoriilor magnetice realizate din materiale care au o buclă de histerezis dreptunghiulară. Se arată cum un tor magnetic poate avea două stări magnetice stabile, după care se trece la prezentarea matricelor de astfel de elemente. Se prezintă diverse variante de memorii de acest gen, făcîndu-se un studiu comparativ al lor.

Se trece apoi la prezentarea unor tipuri moderne de memorii magnetice, la care nu mai avem de-a face cu torturi, ci cu alte dispozitive, ca transfluxoare, plăci magnetice etc.

Tot la acest capitol se dau detalii privind conectarea elementelor magnetice prin intermediul unor elemente electronice de circuit.

Următorul capitol — al şaselea — este dedicat metodelor electrostatice de conservare a informaţiei în condensatoare. Această tehnică este foarte modernă, utilizînd condensatoare feroelectrice.

Capitolul al şaptelea studiază dispozitivele electrostatice de memorie, care utilizează tuburi catodice. Aci, după prezentarea bazelor fizice ale fenomenelor, se prezintă diverse variante de tuburi electrostatice de memorie şi de memorii realizate cu ajutorul lor. Se dau unele detalii privind tubul selectron.

Capitolul următor tratează despre dispozitivele dinamice de conservare a informaţiei, adică tratează aşa-numitele „memorii circulante", în care informaţia — sub forma unor unde — parcurge mereu un circuit închis. În particular este vorba de dispozitivele cu linii de întîrziere, dintre care cele mai cunoscute sînt tuburile cu mercur.

Tot în acest capitol se prezintă şi alte dispozitive, cum ar fi de exemplu liniile magnetostrictive sau liniile electromagnetice.

Capitolul al nouălea tratează despre o serie de dispozitive noi, care se utilizează în circuitele de memorie. Aci se aminteşte de criotron şi de schemele care întrebuinţează criotroane, ca şi de alte elemente criogenice. Mai departe se descriu elementele tvistor, parametron, biax etc., ca şi elementele de memorie cu plăci feromagnetice de diverse tipuri. Se fac, de asemenea, unele consideraţii asupra evoluţiei probabile a elementelor de memorie.

Bogata literatură citată în bibliografie de asemenea este deosebit de utilă celor care vor să aprofundeze mai în detaliu problemele abordate în carte.

Bogăţia materialului prezentat, ca şi modul accesibil în care se prezintă problemele complexe ale memoriilor digitale, fac această lucrare deosebit de interesantă pentru cercuri largi de cititori, care se preocupă de problemele conservării informaţiei sub formă digitală.

E. N.

Manual pentru sisteme de reglare automată. (Handbuch der Regelungstechnik). Editat de G. Bleisteiner şi W. v. Mangoldt, 1516 pag., Editura Springer, 1961.

În acest volum de proporţii neobişnuit de mari, 55 de autori expun aspecte teoretice şi practice ale sistemelor de reglare industrială. O analiză amănunţită a lucrării este dificil de făcut în cadrul unei recenzii şi din această cauză vom arăta numai domeniile abordate şi unele aspecte generale ale lucrării.

În capitolul I după o scurtă prezentare istorică a dezvoltării sistemelor automate (6 pag.) se face o expunere a bazelor sistemelor de reglare automată (67 pag.). Cum era de aşteptat se urmăreşte îndeaproape prezentarea problemelor conform cu DIN 19226 Regelungstechnik, ian. 1954, avînd în plus un foarte mare număr de exemple şi de consideraţii teoretice. Totuşi această parte introductivă nu se situează satisfăcător în ansamblul lucrării constituind de fapt o suprapunere, ca domeniu, cu partea VI „Teoria sistemelor automate" care este prezentată de abia la finele volumului.

Capitolul II denumit sisteme de reglare tipice pentru diferiţi parametri (76 pag.) se ocupă de reglarea următorilor parametri: nivele, presiuni, debite, amestecuri, temperaturi, turaţii, tensiuni, reglări simultane de mai mulţi parametri precum şi sisteme în care se poate schimba parametrul reglat. Acest capitol este foarte folositor mai ales prin indicaţiile care le dă asupra caracteristicilor regulatorului respectiv P, PI, PID precum şi prin schemele tipice de reglare. Trebuie menţionată — de altfel ca la toate capitolele manualului — o bogată informare bibliografică.

Capitolul III „Proiectarea, elementele componente şi punerea în funcţiune" (178 pag.) este unul din capitolele importante ale manualului. Se dau informaţii detaliate — valoroase pentru proiectare — asupra elementelor componente ale unui dispozitiv de automatizare. În special partea referitoare la regulatoare este foarte extinsă, cu date constructive şi de funcţionare cu rezerva că regulatoarele de altă fabricaţie decît germană sînt foarte sumar prezentate. Punerea în funcţiune a instalaţiilor şi alegerea parametrilor regulatorilor este de asemenea o parte reuşită a capitolului.

Capitolul IV (378 pag.) se ocupă de sisteme de reglare pentru: instalaţii de ardere (focare), generatori de abur, cuptoare, instalaţii de încălzire şi de condiţionare a aerului, turbine cu aburi, turbine hidraulice, turbine cu gaze, maşini cu piston, maşini electrice, transformatori, acţionări electrice, electrocăldură, sisteme de urmărire. În toate aceste cazuri se expun pe scurt procesul tehnologic, elementele caracteristice ale sistemului de reglare, schemele mai des întrebuinţate, rezultatele experimentale obţinute. În unele cazuri se dau numeroase diagrame şi metode de calcul.

Capitolul V, sistemele de reglare automată în diferite domenii industriale (464 pag.), cuprinde automatizările de ansamblu din următoarele industrii: centralele energetice cu abur, centralele energetice hidraulice, instalaţiile electrice din centralele energetice, reglarea automată în sistemele energetice, distribuţiile de gaze şi apă, reglarea automată în maşinile de ridicat, cuptoarele industriale, cuptoarele cu arc, laminoarele, industria petrolieră, industria chimică, industria materialelor de construcţie, sudură, maşini-unelte, industria textilă, a hîrtiei, industria transporturilor, vapoare, transporturile aeriene, tehnica transmiterii informaţiilor. În toate cazurile se arată schemele cele mai întrebuinţate, aparatura componentă, caracteristicile regulatoarelor întrebuinţate şi rezultatele obţinute. Această parte formează un excelent material pentru a se obţine rapid o informaţie asupra automatizărilor din domeniile tratate în stadiul actual al tehnicii.

Capitolul VI este oarecum o continuare a primului capitol şi cuprinde în 184 pag. o expunere a sistemelor de reglare automată; liniare, neliniare, cu intrări aleatorii, cu testare, cu două poziţii. În partea finală a capitolului se arată întrebuinţarea maşinilor de calcul în problemele de reglare automată.

Capitolul VII cuprinde tabele cu semne convenţionale.

În ansamblu lucrarea cuprinde o cantitate enormă de informaţii mai ales în ce priveşte aplicaţiile industriale ale reglării automate şi din acest punct de vedere este folositoare inginerilor proiectanţi şi inginerilor din exploatarea sistemelor automate. Deşi scrisă de un mare număr de autori totuşi suprapunerile de material sînt foarte rare şi în plus coordonatorii manualului au izbutit în proporţie destul de mare să asigure expunerii diferitelor domenii un caracter unitar. Trebuie de asemenea semnalat că în marea lor majoritate autorii diferitelor capitole lucrează în uzinele Concer-

nului Siemens. Unele capitole de teorie sînt redactate de cunoscuţii specialişti R. Oldenbourg şi H. Sartorius.

Realizarea grafică a lucrării este excepţional de bună. Din acest punct de vedere singura critică ce se poate face este în legătură cu dimensiunile excesive ale manualului ceea ce îl face deosebit de greu de manipulat. Poate că editarea lui în două volume de proporţii mai obişnuite era o soluţie mai bună. În ţară manualul se găseşte la IDT şi la numeroase institute care au secţii cu această specialitate.

I. P.

ZUHLSDORF, W. **Mic manual de tehnica comenzii.** (Kleines Handbuch der Steurungstechnik) VEB VERLAG TECHNIK, Berlin, 1961.

Cartea are scopul de a da noţiunile introductive celor care studiază şi proiectează sistemele de comandă secvenţială.

Se expun principalele elemente ale schemelor de comandă secvenţială : elementele de iniţiere a ciclului, elementele de prelucrare (releele), elementele de execuţie şi elementele de sesizare (anunciatoare).

Se expun metodele de întocmire a grafurilor, schemelor secvenţiale şi ciclogramele. Se dau tabelele cu principalele simboluri ale elementelor de schemă (iniţiatoare, intermediare, execuţie etc.).

Se expun criteriile de alegere a aparaturii şi metodele teoretice de compunere şi simplificare a schemelor.

Se dau şi exemple de utilizare a schemelor secvenţiale în schemele de automatizare complexă.

Cartea are 14 capitole al căror conţinut este redat pe scurt mai jos :

Cap. 1. Legile proceselor tehnice. În acest capitol se dau noţiunile introductive pentru alcătuirea schemelor operaţionale, a schemelor-bloc şi a schemelor secvenţionale (în timp). Astfel capitolul se împarte în trei subcapitole care tratează cele trei tipuri de scheme amintite mai sus. În ajutorul priceperii alcătuirii schemelor se dau numeroase exemple. De asemenea se dau şi simbolurile necesare realizării schemelor. Trebuie subliniată deosebita importanţă practică a acestui capitol pentru proiectarea schemelor de automatizare secvenţială.

Cap. 2. Comparaţie între procedeele de automatizare. Se precizează noţiunile de comandă automată (automatizare secvenţială) şi reglare automată (circuit închis prin legătura de reacţie). De asemenea se face distincţia : mecanizare (eliminarea efortului muscular), automatizare (eliminarea efortului psihic).

Cap. 3. Elemente de iniţiere în schemele secvenţiale. Se faze un inventar al elementelor de iniţiere grupate în elemente acţionate manual, cum ar fi butoane, manipulatoare, chei telefonice ; elemente acţionate de came şi limitatori pentru poziţionare, cum sînt limitatorii de cursă ; elementele de palpare hidraulice şi electrice pentru copiere ; elementele de programare sau programatoarele şi traductorii discontinui.

Expunerea este făcută la un nivel de informare generală.

Cap. 4. Elemente de prelucrare (relee). Se începe cu releele de protecţie (contactoare, relee termice şi electromagnetice). Se continuă cu releele intermediare, selectoare-relee polarizate, relee ionice şi fără contact (tranzistorizate).

Cap. 5. Elemente de sesizare. Conţine anunciatoare optice de tip telefonic, markere şi panouri de afişaj centralizate.

Cap. 6. Elemente de execuţie. Sînt clasificate în elemente de translaţie (electromagneţi), elemente de rotaţie (cuplaje electromagnetice).

Cap. 7. Criteriile de bază pentru alegerea elementelor. Se examinează problema tensiunii de comandă, curentul de acţionare şi frecvenţa de anclanşare în diverse utilizări cum sînt : maşinile-unelte, maşinile de ridicat, laminoarele.

Cap. 8. Metode de reprezentare a schemelor de comandă. Trece în revistă simbolurile utilizate în alcătuirea schemelor ; metode de alcătuirea ciclogramelor, a schemelor operaţionale şi a schemelor de principiu. Acest capitol este foarte util pentru sistematizarea proiectării. Este suficient de dezvoltat.

Cap. 9. Supravegherea în schemele de comandă. Tratează următoarele subiecte : supravegherea automată şi schemele cu comandă mixtă manual-automată.

Cap. 10. Teoria schemelor cu contacte. Cuprinde : noţiunile de bază ale schemelor cu contacte ; schemele cu diode, lanţurile de relee ; generatori de contact ; relee bistabile.

Capitolul este tratat suficient pentru a înţelege şi aplica teoria acestor scheme.

Cap. 11. Algebra schemelor cu relee şi contacte. Tratează noţiuni de bază ; relaţii de transformare ; scheme încrucişate ; exemple de aplicaţii practice ; exemple de comandă digitală. Capitolul are o expunere clară.

Cap. 12. Comandă cu relee fără contact. Cuprinde : scheme cu diode şi rezistori ; scheme cu diode şi capacitate ; scheme cu tranzistori ; comparaţie între diverse tipuri de scheme.

Împreună cu capitolul precedent, proiectantul dispune de un material suficient care îi permite să arboreze problemele teoretice ale schemelor de comandă secvenţiale.

Cap. 13. Exemplu de instalaţie mare automatizată, în care se descrie automatizarea deservirii cu trei cuptoare siderurgice cu compoziţii diferite. Se expune programul automatizării, se descrie fluxul tehnologic şi schemele de comandă utilizate pentru soluţionarea temei puse. Se dau de asemenea şi ciclogramele.

Exemplul este în detaliu lucrat şi bine expus ; folositor pentru proiectanţi.

Cap. 14. Utilizarea prelucrării digitale a informaţiilor prezintă o succintă introducere în tehnica prelucrării digitale. Se arată cîteva utilizări în chimie şi petrol a maşinilor numerice de control şi reglare.

Se dau cîteva indicaţii privind dispozitivele de calcul digitale.

Expunerea are rolul de a introduce pe cititor în problemele utilizării tehnicii reglării şi prelucrării digitale a informaţiilor.

Cartea este în special utilă proiectanţilor de scheme de comandă secvenţială şi o traducere a acestei cărţi ar fi oportună.

R. V.

MŰSZAKI KÖNYVTÁR·ORSZÁGOS·1883

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 621.383.27

POHL H. I:

Свойства фотомультипликаторов типа Ми2ФС и ряд новых областей их применения.

Automatica şi Electronica **6** (1962) № 3, стр. 89—95

Описываются свойства одной из новейших конструкций фотомультипликатора типа МИФС для фотометрии и сцинтилляционной техники, а также соответствующие неорганические и органические сцинтилляторы. Приводятся новейшие области их применения.

ДК 621—52 : 621.398 : 622.223

SOCOL S., EVGHENIDE C. И IONAŞCUT A.:

Относительно телеконтроля и автоматизации добычи и транспортирования нефти и газов.

Automatica şi Electronica **6** (1962) № 3, стр. 95—101

Рассматриваются вопросы телеконтроля и автоматизации добычи и транспорта нефти и газов в РНР. Показываются достигнутые результаты и этапы развития в последующие недсколько лет.

ДК 621.316.718.5 : 621—91

DAMSKER D., WEINRICH G., и LANDAU I.:

Система регулирования скорости вращения с помощью напряжения якоря и снижения потока при реверсивном действии с единым отсчетом.

Automatica şi Electronica **6** (1962) № 3, стр. 102—111

В статье рассматриваются теоретическое исследование и экспериментальная проверка в уменьшенном масштабе регулировочной схемы станины фрезеровочно-строгального станка.

ДК 621.382.2 :621. 83

CONSTANTINESCU C., NICOLAIDE L. и BĂLAN E.:

Германиевые фотодиоды.

Automatica şi Electronica **6** (1962) № 3, стр. 112—117

Приводятся результаты исследований, проведенных для определения основных технологических результатов, необходимых для освоения производства германиевых фотодиодов в нашей стране.

ДК 681.142—523.8 : 338 Т

VAIDA D.:

Одно из применений электронных цифровых вычислительных машин в электронике (II).

Automatica şi Electronica **6** (1962) № 3, стр. 118—120

Рассматриваемая область применения касается вопросов транспорта. Описывается дополнение исходной программы, а именно часть, относящаяся к образованию матрицы данных. Приводится логическая схема образования матрицы данных и даются объяснения по составлению программы.

ДК 621.382.3

DRĂGĂNESCU M.:

О применимости уравнения $i_c = \frac{Q_e}{\tau c}$ в описании транзистора посредством метода нагрузки.

Automatica şi Electronica **6** (1962) № 3, стр. 121—124

ДК 621.382.611

VIALOV G., и INDREAŞ GR.:

Сводная таблица циклотронов с диаметрами свыше 100 см.

Automatica şi Electronica **6** (1962) № 3, стр. 225—129

ЗАМЕТКИ И КОММЕНТАРИИ
ХРОНИКА
РЕЦЕИЗИИ

INHALTSVERZEICHNIS

DK 621.383.27

POHL. H.J:

Die Eigenschaften der Photovervielfacher vom Type MI2FS und einige neue Anwendungsgebiete

Automatica şi Electronica **6** (1962) H. 3, S. 89—95

Es werden die Eigenschaften einer neueren Photovervielfacherserie vom MI2FS-Typ für Photometrie und Szintillationstechnik gemeinsam mit den entsprechenden anorganischen und organischen Szintillatoren beschrieben und einige neue Anwendungen dargelegt.

DK 621—52 : 621.398 : 622.323

SOCOL S., EVGHENIDE C. und IONAŞCUT A.:

Betrachtungen hinsichtlich der Fernkontrolle und Automatisierung in der Förderung des Erdöls und des Gases.

Automatica şi Electronica **6** (1962) H. 3, S. 95—101

Der Aufsatz gibt einen Überblick über die Fragen der Fernüberwachung und Automatisierung der Förderung und des Transports des Erdöls und Erdgases in der RVR. Ferner werden die bis heute erzielten Ergebnisse und die Entwicklungsetappen für die folgenden Jahren, dargelegt.

DK 621.316.718.5 : 621.91

DAMSKER, D., WEINRICH, G. und LANDAU, I.:

System zur Reglung der Drehzahl durch die Ankerspannung und die Verringerung des Flusses beim Umkehrungsantrieb mit einheitlicher Beziehung

Automatica şi Electronica **6** (1962) H. 3, S. 102—111

Im Aufsatz wird das theoretische Studium und die versuchsweise Überprüfung in verringertem Masstab des Reg.ungsschemas des Antriebs des Bettes einer Hobel-und Fräsmaschine dargelegt.

DK 621.382.2 : 621.383

CONSTANTINESCU, C., NICOLAIDE, L. und BĂLAN, E.:

Germanium-Fotodioden

Automatica şi Electronica **6** (1962) H. 3, S. 112—117

Es werden die Ergebnisse der Forschungen dargelegt, die zur Bestimmung der technologischen Grundelemente für die Aufnahme der Produktion von Germanium-Fotodioden in Rumänien notwendig sind.

DK 681.142—523.8 : 338 T

VAIDA, D.:

Eine Verwendung des numerischen elektronischen Rechners in der Wirtschaft (II)

Automatica şi Electronica **6** (1962) H. 3, S. 118—120

Die Verwendung bezieht sich auf Transportfragen. Es wird eine Vervollständigung der anfänglichen Programierung und zwar des Teils bezüglich der Ausarbeitung der Datenschablone dargelegt. Ferner wird das logische Schema zur Ausarbeitung der Datenschablone und Erklärungen zur Programierung angeführt.

DK 621.382.3

DRĂGĂNESCU M.:

Notitz über die Gültigkeit der Formel $i_c = \frac{Q_c}{\tau c}$ in der Beschreibung des Transistors durch die Leistungsmethode.

Automatica şi Electronica **6** (1962) H. 3, S. 121—124

DK 621.384.611

VIALOV G. und INDREAŞ GR.:

Sinoptische Tabelle der Zyklotrone mit einem grösseren Durchmesser als 100 cm.

Automatica şi Electronica **6** (1962) H. 3, S. 125—129

NOTEN UND BESPRECHUNGEN
CHRONIK
BUCHBESPRECHUNGEN

SOMMAIRE

CD 621.383.27

POHL, H.J. :

Propriétés des photomultiplicatrices du type MI2FS nouveaux domaines d'applicationbilité

Automatica şi Electronica **6** (1962) nr. 3, p. 89—95

On décrit les propriétés d'une série plus récente de photomultiplicatrices du type MI2FS, employées dans la photométrie et dans la techinique des scientillations, de même que les scientillateurs anorganiques et organiques correspondants. On en présente quelques applications nouvelles.

CD 621—52 : 621.398 : 622.323

SOCOL S., EVGHENIDE C,. et IONAŞCUT A. :

Considérations sure le télécontrôle et l'automation à l'extraction du pétrole brut et du gaze

Automatica şi Electronica **6** (1962) nr. 3, p. 95—101

On passe en revue les problèms creés par le télécontrôle et l'automation de l'extraction et du transport du pétrole brut et des gaz dans la République Populaire Roumaine.
On fait connaître les réalisations obtenues jusqu'à présent et les étapes de développement pour qulques années à venir.

CD 621.316.718.5 : 621.91

DAMSKER, D., WEINRICH, G. et LANDAU, I. :

Système de réglage de la vitsesse par la tension de l'induit et la réduction du flux à un actionnement réversible à référenee unique

Automatica şi Electronica **6** (1962) nr. 3, p. 102—111

Dans cet article on expose l'étude théorique et la vérification expérimentale, à échelle réduite, du schèma de réglage de l'actionnement du banc d'une raboteuse-fraiseuse.

CD 621.382.2 : 621.383

CONSTANTINESCU, C., NICOLAIDE, L. et BĂLAN, E. :

Photodiodes en gérmanium

Automatica şi Electronica **6** (1962) nr. 3, p. 112—117

On expose les résultats des recherches effectuées pour établir les éléments technologiques fondamentaux nécessaires à l'assimilation dans la R.P.R. de la production de photodiodes en gérmanium.

CD 681.142—523.8 : 338 T

VAIDA, D. :

Une application des calculatrices électroniques numériques dans l'économie (II)

Automatica şi Electronica **6** (1962) nr. 3, p. 118—120

L'application étudiée a trait au problème des transports. On complète les programmes initiaux, à savoir la partie concernant la formation de la matrice à données. On montre la schéma logique pour la formation de la matrice à données et des explications relatives à la programation.

CD 621,382.3

DRĂGĂNESCU M. :

Note sur la valabilité de l'équation $i_c = \frac{Q_c}{\tau c}$ dans la description du transistor par la méthode de la charge.

Automatica şi Electronica **6** (1962) nr. 3, p. 121—124

CD 621,384.614

VIALOV G., et INDREAŞ GR. :

Tableau synoptique des cyclotrons au diamètre plus de 100 cm.

Automatica şi Electronica **6** (1962) nr. 3, 125—129

NOTES ET COMMENTAIRES
CHRONIQUE
COMPTES-RENDUS

CONTENTS

DC 621. 383.27

POHL, H.J. :

The properties of MI2FS-type photomultiplier and some new fields of application.

Automatica şi Electronica **6** (1962) nr. 3, p. 89—95

The properties are described of a newer series of MI2FS-type photomultipliers used in photometry and flicking technics as well as the corresponding inorganic and organic scintillators. Some new applications are presented.

DC 621—52 : 621.398 : 622.323

SOCOL S., EVGHENIDE C. and IONAŞCUT A. :

Some considerations concerning the use of telecontrol and automation in the field of crude oil and gas extraction

Automatica şi Electronica **6** (1962) nr. 3, p. 95—101

The problems relating to the telecontrolled and authomatized extraction and transport of crude oil and gases in the R.P.R. are being reviewed.
The achievements so far obtained and the development stages during the next few years are pointed out.

DC 621.316.718.5 : 621.91

DAMSKER, D., WEINRICH, G. and LANDAU, I. :

A system of regulating the number of revolutions by armature tension and the reduction of flux to a reversible drive, with single reference

Automatica şi Electronica **6** (1962) nr. 3, p. 102—111

This paper contains the theoretical study and the experimental check at reduced scale, of the regulating scheme of bed drive in a pluming and milling machine

---

DC 621.382.2 : 621.383

CONSTANTINESCU, C., NICOLAIDE, L. and BĂLAN, E. :

Germanium photodiodes

Automatica şi Electronica **6** (1962) nr. 3, p. 112—117

The results are shown of researches carried aut to determine the basic technological elements requisite for the production of germanium photodiodes in our country.

DC 681.142—523.8 : 338 T

VAIDA, D. :

An application of electronic digital computers in the field of economy (II)

The application considered concerns the transport problem. The completion of initial programming namely the aspect relating to data matrix in discussed. A logical scheme for the formation of data matrix as well as asome explanatiuos relating to programming are given.

Automatica şi Electronica **6** (1962) nr. 3, p. 118—120

DC 621.382.3

DRĂGĂNESCU M. :

A note concerning the validity of the equation $i_c = \frac{Q_c}{\tau c}$ in describing the transistors by the load metdhod.

Automatica şi Electronica **6** (1962) nr. 3, p. 121—124

DC 621.384.611

VIALOV G. and INDREAŞ GR.,

The synoptic table of cyclotrons larger than 100 cm in diameter.

Automatica şi Electronica **6** (1962) nr. 3, p. 125—229

NOTES AND COMMENTS
CHRONICLE
REVIEWS

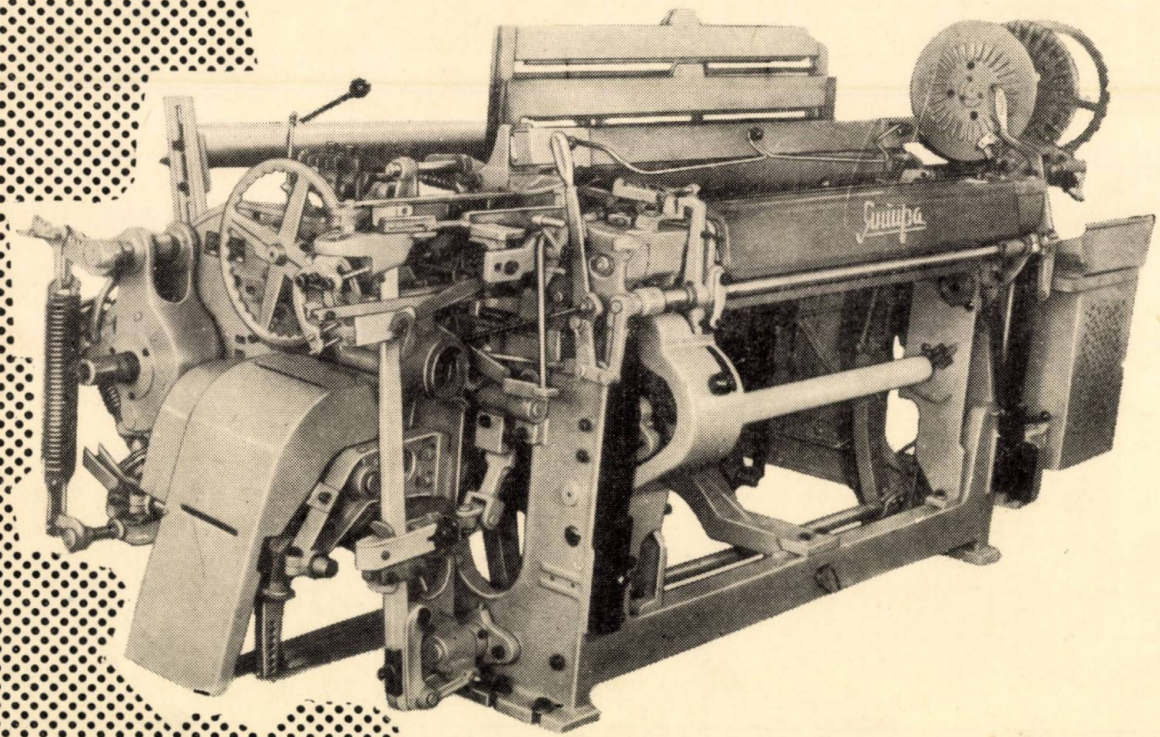
MACHINOEXPORT

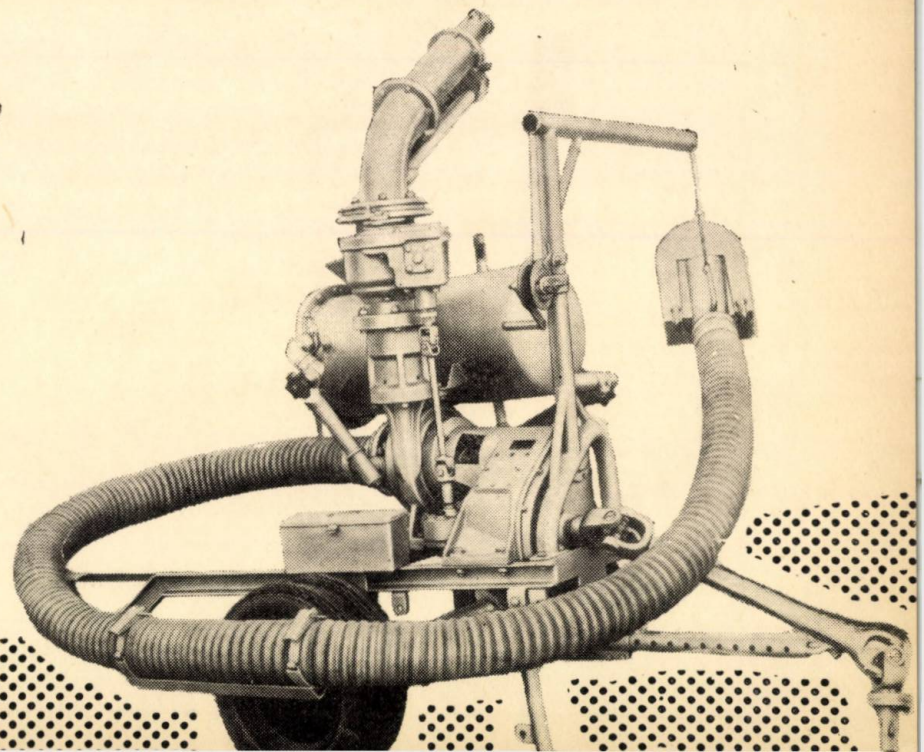
INTREPRINDERE COMERCIALĂ DE STAT PENTRU EXPORTUL DE MAȘINI
SOFIA — REPUBLICA POPULARĂ BULGARIA ● Slavianska, 2; Telefon: 74321, Telex.: 527

BULGARIE

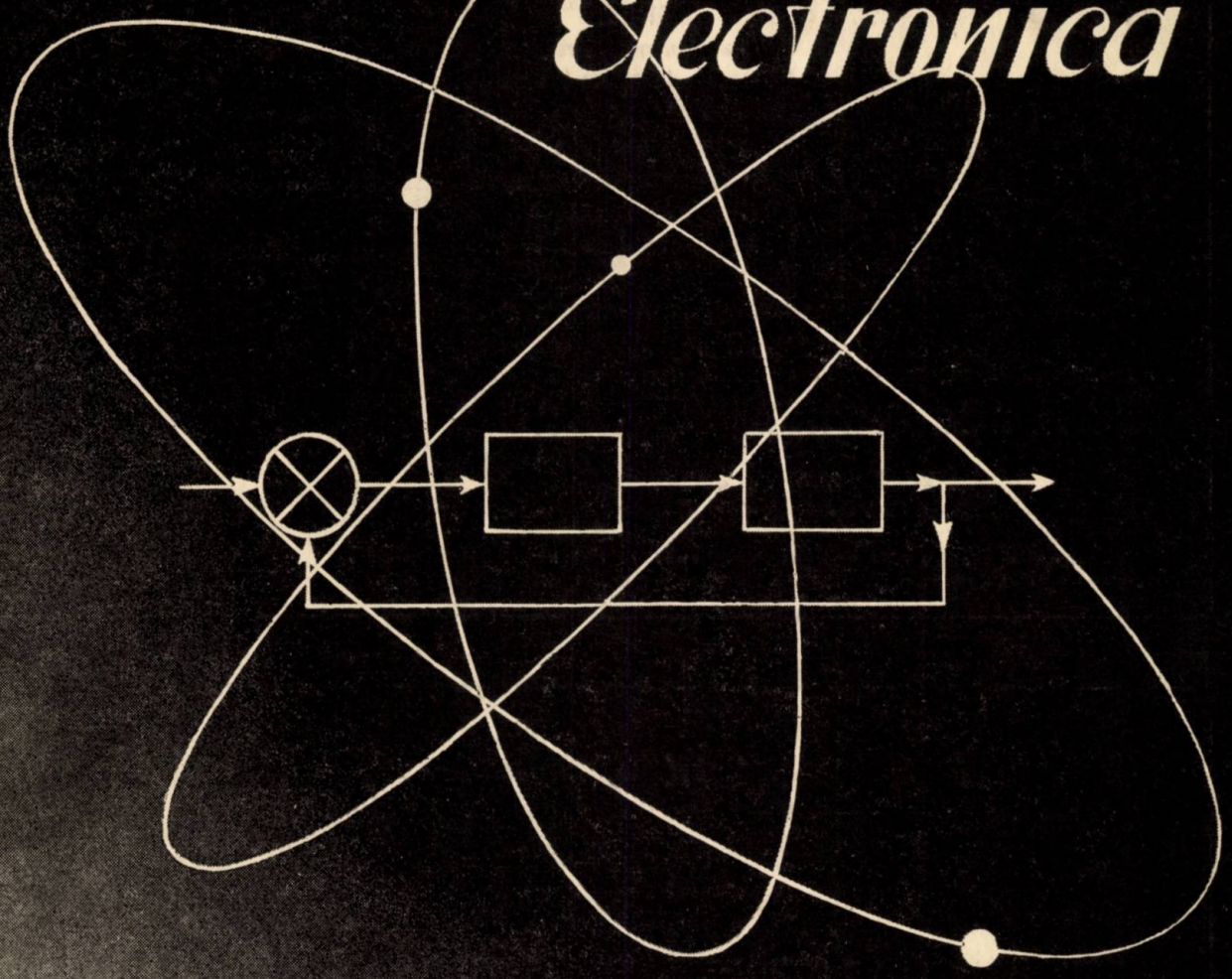
EXPORTĂ:

1. Mașini-unelte (strunguri și altele).
2. Prese și mașini de forjat.
3. Mașini pentru industria lemnului.
4. Mașini de construcție.
5. Mașini pentru industria alimentară.
6. Mașini frigorifice.
7. Mașini agricole.
8. Pompe.
9. Motoare cu ardere internă.
10. Mașini și echipament minier.
11. Mașini textile.
12. Diverse mașini.
13. Mașini de transport:
    - — vagoane de marfă;
    - — electrocare;
    - — motociclete;
    - — motorete.



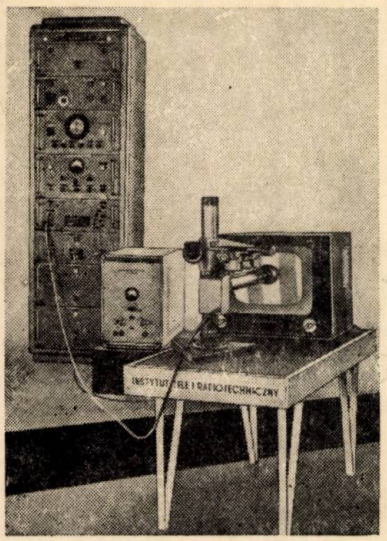


Automatica și Electronica



E 2551

VOL 6
1962
Nr. 4
IULIE
AUGUST
P. 137 — 184
BUCUREȘTI



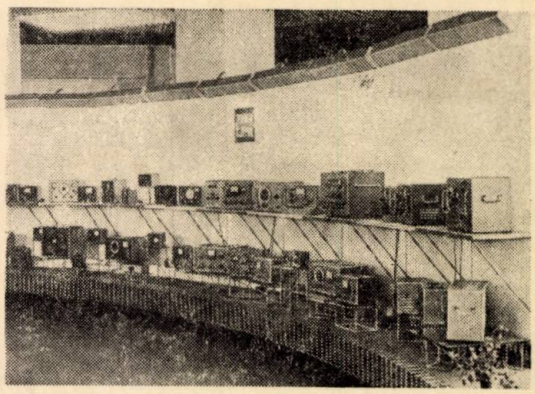
» Elektrim «

furnizează pentru nevoile laboratoarelor instalaţii poloneze de măsură şi control electronice şi electrice, cu înalte caracteristici tehnice, de construcţie modernă şi înaltă precizie de execuţie, comode în exploatare.

OFERIM

INSTALAŢII AUXILIARE DE LABORATOR, CA DE PILDĂ:

Autotransformatoare reglabile; Stabilizatoare magnetice; Alimentări stabilizate; Divizoare de tensiune; Compensatoare de laborator; Atenuatoare reglabile; Rezistenţe cu decade etc.; Punţi de măsură; Generatoare de măsură; Aparate de măsurare a rezistenţelor şi izolatoarelor; Voltmetre cu tuburi şi galvanometre; Osciloscoape catodice; Amplificatoare de măsură; Etaloane electrice; precum şi un bogat sortiment de instalaţii de măsură şi control pentru aplicaţii nucleare.



O documentaţie tehnică detaliată şi oferte comerciale vor fi trimise la simpla cerere adresată direct către:

SOCIETATE POLONEZĂ CU RESPONSABILITATE LIMITATĂ PENTRU COMERŢUL EXTERIOR DE ECHIPAMENT ELECTROTEHNIC

» Elektrim «

Warszawa 1, Czackiego 15/17 — Republica Populară Polonă
Telegrame: ELEKTRIM — WARSZAWA — Căsuţa poştală: 638

A APĂRUT VOLUMUL IX

din

LEXICONUL TEHNIC ROMÂN

— ELABORARE NOUĂ —

Volumul conţine termenii directori care încep cu literele **H — Ky**

Costul unui volum 100 lei

E 2551

Automatica și Electronica

Vol. 6 (1962) nr. 4 (iulie-august), p. 137—184

CUPRINS

CZ 621-52 : 622.276

EVGHENIDE, C., IONĂSCUT, A. și SLEV V.:

Automatizarea proceselor tehnologice în extracția țițeiului cu referire la prima instalație industrial-experimentală realizată în R.P.R.

Automatica și Electronica, **6** (1962) nr. 4, p. 137—145

Se prezintă pe scurt prima instalație de telecontrol și automatizare realizată într-o schelă din R.P.R., rezultatele tehnice și economice obținute și se trag concluzii cu privire la linia de urmat la extinderea automatizării țițeiului.

CZ 621-52 : 677.21.054.15 : 66.093.2

HERȘCOVICI, H. și MĂRCUȚ, I.:

Instalație pentru reglarea automată a umidității urzelilor de bumbac la mașinile de încleiat din industria textilă.

Automatica și Electronica, **6** (1962) nr. 4, p. 145—149

Se prezintă principiul metodei de măsurare a umidității materialelor textile și se descrie un aparat realizat pentru măsurarea continuă și reglarea automată a umidității firelor de urzeală. Instalația a fost executată în cadrul Institutului de cercetări textile și montată pentru experimentări la Întreprinderea pentru industria de bumbac din București.

CZ 621.373.001.57 : 681.142-523.8

MIRON, C. și HĂNGĂNUȚ, M.:

Un generator universal de funcții cu diode

Automatica și Electronica, **6** (1962) nr. 4 p. 149—155

Se descrie o schemă neliniară cu diode, care legată de la intrarea obișnuită a unui amplificator operațional existent într-un calculator analogic, formează împreună cu acesta un generator universal de funcții. Se dau precizări asupra soluțiilor constructive adoptate cu observația că generatorul are și caracter specializat. În continuare, se arată metodica de calcul și reglare a schemei, cu referire asupra erorilor experimentale.

CZ 681.142-523.8 : 621.316.8 : 621.382.3

WEISSMANN, E.:

Asupra proiectării elementului logic cu rezistențe și tranzistori.

Automatica și Electronica **6** (1962) nr. 4, p. 156—161

În articol este prezentată o metodă de calcul originală, pentru o schemă logică de tip „N.I.C.I.".

CZ 621.391 : 338.05

WIENER, U.:

Unele considerații privind tratarea informațională a proceselor de măsurare.

Automatica și Electronica, **6** (1962) nr. 4, p. 161—167

Pe baza principalelor rezultate obținute de teoria transmiterii informațiilor se semnalează modalitățile de încadrare informațională a unor procese de măsurare, subliniind și posibilitățile care derivă dintr-un asemenea mod de abordare a problemei. Se demonstrează corelația dintre caracteristicile metrologice și cele informaționale și se prezintă analiza unor procese de măsurare pe baza încadrării lor în procesul de informare.

CZ 681.142.074

SCHEFLER, S.:

Dispozitive de multiplicare utilizate în complexele de calcul

Automatica și Electronica, **6** (1962) nr. 4, p. 168—172

În articol se prezintă condițiile care se impun dispozitivelor multiplicatoare moderne. Apoi, se prezintă o clasificare detaliată a acestora după care se face o analiză a avantajelor și dezavantajelor pe care le prezintă fiecare circuit în parte insistându-se asupra dispozitivelor cu rezolvare directă, nemijlocită a multiplicării. După o prezentare comparativă a dispozitivelor electromecanice și electronice autorul trece în revistă o serie de posibilități de realizare electronică a multiplicării — concretizate pe diferite scheme-bloc — oprindu-se în final mai detaliat asupra schemelor cu impulsuri. Accentul cade pe dispozitivele cu dublă modulare a impulsurilor cu și fără reacție.

CZ 621.384.6 : 537.563

INDREAS, G.:

Accelerarea ionilor grei

Automatica și Electronica, **6** (1962) nr. 4, p. 172—181

După enumerarea condițiilor care trebuie să le îndeplinească fascicolele de ioni grei, se prezintă metodele și instalațiile pentru accelerarea ionilor multiplu încărcați. Se analizează avantajele și lipsurile acestor metode sub aspectul posibilităților de a efectua cercetări fizice cu ajutorul acestor fascicule.

CRONICĂ
RECENZII

Automatica și Electronica

REVISTĂ TEHNICO-ȘTIINȚIFICĂ DE AUTOMATICĂ, ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ ȘI TEHNICĂ NUCLEARĂ

ORGAN AL MINISTERULUI METALURGIEI ȘI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR

Vol. VI (pag. 137—184) Nr. 4, iulie—august București, 1962

MŰSZAKI KÖNYVTÁR ÉS DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1883

Ing. C. EVGHENIDE, ing. A. IONĂȘCUȚ și ing. V. SLEV

Automatizarea proceselor tehnologice în extracția țițeiului cu referire la prima instalație industrial-experimentală realizată în R.P.R.

Industria extractivă de țiței și gaze este unul din importantele domenii care prezintă condiții favorabile pentru introducerea automatizării în viitorii ani, atît datorită faptului că ea se numără printre principalele ramuri industriale ale țării noastre, cît și datorită specificului care o face deosebit de propice pentru automatizare [1].

Prima lucrare din R.P.R. în domeniul automatizării și telecontrolului în extracția țițeiului a fost o instalație experimentală realizată inițial la 13 sonde și extinsă apoi la 60 sonde.

Instalația din prima fază a fost pusă în funcțiune în mai 1960 și a funcționat experimental timp de un an. Confirmarea justeței soluțiilor tehnologice alese inițial a condus la faza de extindere. În prezent la instalația extinsă, cuprinzînd un număr total de 60 sonde (din care: 13 în erupție naturală și artificială, 47 în pompaj de adîncime), 3 distribuitoare de gaze comprimate, 2 separatoare gaze-țiței, 2 rezervoare de colectare și 1 stație de pompare, s-au terminat probele de reglaj.

1. Parametrii și operațiile telecontrolate

Parametrii și operațiile controlate la postul central al instalației sînt [2, 3]:

a) la sondele în erupție naturală: indicarea sau înregistrarea presiunilor din țevile de extracție și de la coloana de exploatare; semnalizarea nediscriminată a ieșirii din limitele normale de funcționare a presiunii din conducta de amestec;

b) la sondele în erupție atificială: indicarea sau înregistrarea presiunii de lucru; semnalizarea nediscriminată a ieșirii din limitele normale de funcționare a presiunii de lucru și discriminată, a presiunii din conducta de amestec;

c) la sondele în pompaj: indicarea pe tub catodic cu remanență liminoasă mare, a diagramei efortului la prăjina lustruită (teledinamograma) și a curentului consumat de electromotorul unității de pompare (teleelectrograma) în timpul ciclului de pompare; semnalizarea discriminată a ieșirii din limita inferioară, respectiv superioară, de funcționare normală a presiunii din conducta de amestec; telecomanda motorului unității de pompare;

d) la distribuitoarele de gaze comprimate: indicarea sau înregistrarea presiunilor din cele două sau trei colectoare (de mare, medie și joasă presiune); semnalizarea nediscriminată a ieșirii din limitele normale de funcționare a presiunilor;

e) la separatoarele gaze-țiței: înregistrarea presiunii în conducta colectoare de gaze a parcului și a temperaturii separatoarelor cap de linie; înregistrarea la postul central și centorizarea locală a debitelor de țiței și gaze; semnalizarea nediscriminată a ieșirii din limitele normale a presiunii;

f) la rezervoarele de colectare: înregistrarea temperaturii și presiunii de aspirație a gazelor din rezervoare; semnalizarea nediscriminată a ieșirii din limitele normale a temperaturii și presiunii; semnalizarea atingerii nivelului superior admisibil al țițeiului în rezervoare; telecomanda ventilelor de încărcare și descărcare a rezervoarelor;

g) la stația de pompare țiței: înregistrarea presiunii și a temperaturii din conducta de refulare; înregistrarea la postul central și

contorizarea locală a debitului de pompare; semnalizarea presiunii maxime de refulare admisibile.

Toate cele enumerate sînt prezentate în schema principială a operaţiilor tehnologice cuprinse în instalaţia de control centralizat şi telecomandă (fig. 1).

— o instalaţie de selecţie şi recepţie pe tub catodic a dinamogramelor şi electrogramelor sondelor în pompaj;

— două indicatoare şi un înregistrator pentru parametrii de funcţionare a sondelor în erupţie naturală şi artificială, precum şi a distribuitoarelor de gaze comprimate;

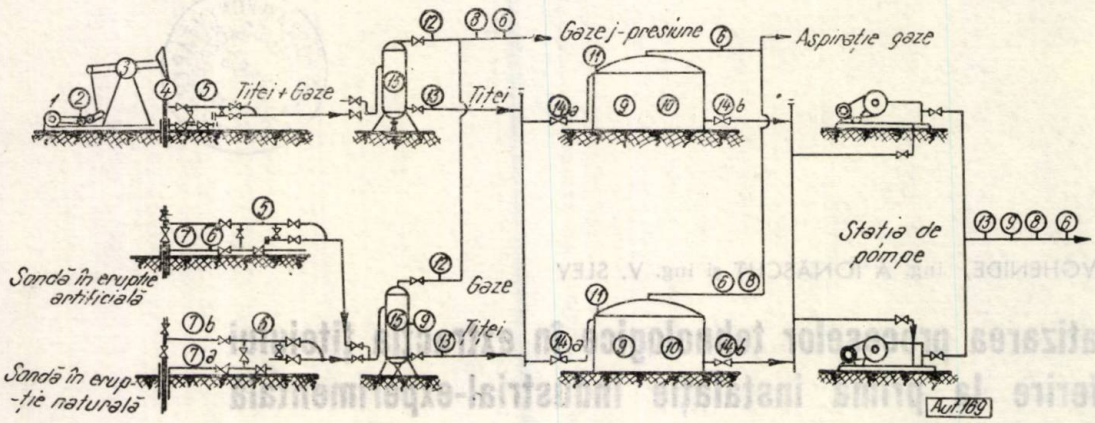


Fig. 1. Schema tehnologică a instalaţiei de control centralizat şi telecomandă:

1 — comanda motorului şi semnalizarea funcţionării lui; *2* — teleampermetru, diagramă; *3* — traductor de cursă, diagramă; *4* — traductor de efort, diagramă; *5* — presiune, semnalizare discriminată; *6* — presiune, semnalizare simplă; *7* — presiune, indicare sau înregistrare; *8* — presiune, înregistrare; *9* — temperatură înregistrare; *10* — temperatura, semnalizare; *11* — nivel, semnalizare; *12* — debit de gaze, înregistrare; *13* — debit de ţiţei, înregistrare; *14* — telecomanda ventil; *15* — menţinerea nivelului de ţiţei.

2. Postul central de control

Postul central de control este instalat într-o clădire din zid, plasată în centrul obiectivelor controlate. El cuprinde (fig. 2):

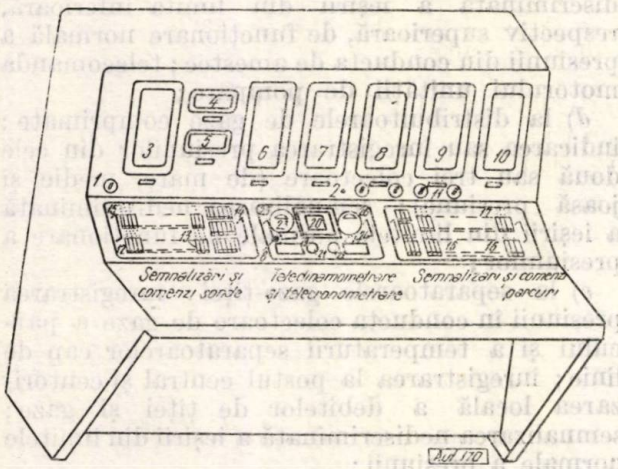


Fig. 2. Pupitrul de comandă:

1 — întrerupător general de alimentare; *2* — lampă de semnalizare a tensiunii; *3* — logometru înregistrator pentru presiunile sondelor în erupţie naturală şi artificială; *4* — logometru indicator pentru presiunile din ţevile de extracţie a sondelor în erupţie naturală; *5* — logometru indicator pentru presiunile din coloana de exploatare a sondelor în erupţie naturală şi artificială; *6* şi *7* — logometre înregistratoare pentru controlul separatoarelor; *8* şi *9* logometre înregistratoare pentru controlul rezervoarelor; *10* — logometru înregistrator pentru controlul staţiei de pompare; *11* — întrerupătoare pentru telecomanda ventilelor de la rezervoare; *12* — chei selecţie sonde; *13* — chei selecţie distribuitoare de gaze comprimate; *14* — chei operaţii sonde; *15* — lămpi de semnalizare sonde; *16* — chei selecţie parcuri; *17* — lămpi de semnalizare parcuri; *18* — comutator post central teledinamometrare; *19* — lampă semnalizare funcţionare post central teledinamometrare; *20* — ecran, tub catodic; *21* — buton reglare luminozitate; *22* — buton reglare focalizare; *23* — cheie trasare axă de zero; *24* — comutator pentru trasare; *25* — aparat de măsură pentru teledinamometrare; *26* — idem pentru teleampermetrare (teleelectrogramare).

— două înregistratoare pentru parametrii de funcţionare a celor două separatoare controlate;

— două înregistratoare pentru parametrii de funcţionare a celor două rezervoare controlate;

— un înregistrator pentru parametrii de funcţionare a staţiei de pompare de la parcul de colectare respectiv;

— chei şi butoane de selecţie sau comandă;

— lămpi şi sonerie de semnalizare.

3. Circuitele de telecomunicaţii

Circuitele de telecomunicaţii între instalaţia centrală şi obiectele controlate sînt executate în cablu telefonic multifilar, montat aerian pe stîlpi.

La instalaţia experimentală din anul 1959, s-au utilizat conductori individuali pentru fiecare parametru şi obiect controlat, cu excepţia instalaţiei de teledinamometrare şi electrogramare, care lucra pe un număr de circuite comune (în cordon). Soluţia aceasta a fost adoptată din lipsa unui sistem de selecţie şi transmisie pe număr redus de fire [4].

La extinderea din anul 1960 s-a elaborat un sistem îmbunătăţit, care foloseşte fire comune (bare) ce trec în cordon pe la un grup de obiective controlate, cîte un fir specific pentru fiecare obiect controlat (sondă, separator, rezervor, etc.) şi un sistem de relee pentru selecţie (fig. 3) [5].

În proiectul de execuţie s-au prevăzut rezerve de fire, atît în cablajul panoului central, cît

şi pe liniile de transmisie, pentru realizarea la fiecare sondă a celui mai complex program (acel al sondelor în pompaj cu program, telecomandate). Această situaţie a fost adoptată, ţinînd seama de faptul modificării în timp a sistemelor de exploatare.

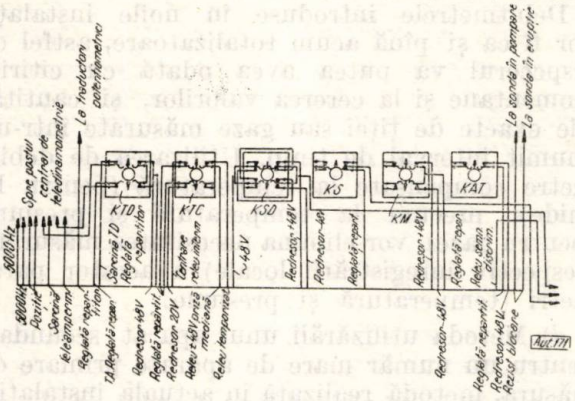


Fig. 3. Schema selecţiei la panoul central al operaţiilor pe o linie magistrală:

KTD – cheie pentru teledinamometrare; *KTC* – cheie pentru telecomandă; *KSD* – cheie pentru semnalizare discriminată; *KS* – chie pentru semnalizare simplă nediscriminată; *KM* – cheie de măsură; *KAT* – cheie de apel telefonic.

În cadrul acestei soluţii, s-a prevăzut cîte o cheie de selecţie pe panou pentru fiecare sondă sau distribuitor de gaze comprimate, la acţionarea căreia, unitatea respectivă este conectată la sistemul de conductori comuni ai sistemului de telecomunicaţie format din trei linii magistrale dispuse radial. Efectuarea comenzilor se face printr-un set de chei comune (pentru fiecare din cele trei magistrale) şi anume: pentru teledinamoelectrogramă, pentru telecomanda motoarelor, pentru semnalizare discriminată, pentru semnalizare simplă, pentru telemăsură şi pentru apel telefonic (fig. 3).

Tensiunile de lucru ale circuitelor sînt cuprinse între 6—48 V cc şi 20—60 V ca (cu frecvenţă de 50 Hz şi 5000 Hz).

Alimentarea cu energie electrică a circuitelor se face de la postul central, cu excepţia posturilor individuale de teledinamometrare a sondelor în pompaj, care se alimentează local din reţeaua de lumină a sondelor (110 V, 50 Hz).

4. Aparatajul şi schemele folosite în instalaţii

Aparatele de măsură sînt instalate în apropierea sondei sau obiectului controlat. Ele sînt echipate fie cu transmiţători potenţiometrici, dacă servesc la măsurarea la distanţă, fie cu contacte de maxim şi minim, dacă servesc la semnalizarea la distanţă. Debitmetrele diferenţiale utilizate sînt prevăzute cu integratoare mecanice (contorizare locală).

Instalaţia cuprinde trei categorii principale de circuite: de măsură, de semnalizare şi de comandă. Sînt utilizate scheme clasice de montaj.

Aparatele secundare folosite la postul central sînt de tip logometric. Înregistrările se fac prin puncte. Comutarea diverselor puncte telemăsurate şi a panglicilor diferit colorate se efectuează automat la fiecare 20 secunde.

Instalaţia de teledinamometrare şi electrogramare este de tip ICET-ICFE şi a fost descrisă în lucrările [6, 7].

5. Tehnica controlului

Sondele sînt controlate la alegere. Dispecerul poate cerceta parametrii de funcţionare concomitent, la trei sonde aflate pe magistrale diferite: o sondă pe aparatele indicatoare, o altă sondă pe aparatul înregistrator şi o a treia sondă pe dinamoscop (tubul catodic). Semnalizarea ieşirii din limitele normale de funcţionare a parametrilor controlaţi se face însă automat (independent de dispecer).

Comanda executării pornirii sau opririi electromotorului unităţilor de pompare se face de către dispecer, după grafic sau în urma semnalizărilor de nefuncţionare normală a sondelor cu program; confirmarea executării comenzii se face prin chemarea sondei respective şi cercetarea electrogramei sau dinamogramei.

Fiecare separator şi rezervor controlat dispune de un înregistrator cu trei culori pentru trei parametri. Staţia de pompare dispune de un înregistrator cu şase culori pentru şase parametri, dintre care deocamdată sînt utilizaţi trei parametri.

Controlul celor două separatoare gaze-ţiţei, al celor două rezervoare de colectare şi al ţiţeiului pompat din parcul respectiv, este individual şi continuu.

Instalaţia de telecontrol, astfel cum a fost concepută, păstrează totodată posibilitatea măsurării şi acţionării manuale în caz de defectare, şi asigură legătura telefonică între dispecer şi obiectivele controlate.

6. Analiza rezultatelor experimentării instalaţiei reduse de control centralizat

Experimentarea timp de peste un an a instalaţiei experimentale reduse (pentru 13 sonde, 2 separatoare, 2 rezervoare şi 1 staţie de pompare) a condus la următoarele concluzii [2, 3]:

a) Sistemul de control centralizat utilizat urmăreşte în linii mari linia tehnologică. Prin aplicarea lui se obţin:

— supravegherea permanentă a funcţionării sondelor şi instalaţiilor anexe;

— semnalizarea automată a ieşirii din limitele normale de funcţionare a parametrilor de producţie controlaţi;

— menţinerea unui anumit regim tehnologic, care este de dorit a fi cel optim.

Un punct important al sistemului îl constituie teledinamometrarea sondelor în pompaj,

la care s-a adăugat obținerea electrogramelor motoarelor unităților de pompare respective.

b) Instalația construită a servit și va servi întocmai ca și instalațiile de modelare, la alegerea parametrilor și operațiilor specifice fiecărui sistem de exploatare și obiectiv. Instalațiile viitoare vor avea un grad de complexitate mai redus și vor fi în același timp mai economice, permițînd acoperirea cheltuielilor de investiție într-un timp mai scurt. Acesta este cazul instalațiilor de automatizare și telemecanizare a sondelor în pompaj, care vor forma obiectivul principal în automatizarea extracției țițeiului în anii următori.

c) Experimentările făcute au arătat că principiile care stau la baza acestei instalații de control centralizat sînt în general corecte.

La viitoarele instalații vor surveni unele modificări în tipul aparaturii întrebuințate. Astfel, în ceea ce privește aparatura de măsurare a debitului, s-au constatat următoarele deficiențe :

— debitmetrele diferențiale cu diaframgă de măsură și dispozitiv mecanic de integrare, montate la ieșirea din cele două separatoare gaze-țiței experimentate, nu dau valori exacte, datorită caracterului pulsatoriu al curgerii de țiței și gaze, cît și faptului că curgerea, efectuîndu-se în regim nestabilizat de presiune, are loc ieșirea gazelor din soluție chiar pe intervalul cuponului de măsură ;

— debitmetrul diferențial cu diafragmă de măsură și dispozitiv mecanic de integrare, montat pe refularea pompelor de țiței a parcului, dă în general erori de același semn și cu valori mai mari la debite mai mici. Cauza probabilă a acestor erori este faptul că țițeiul se pompează cu intermitență. În stare de repaus, conducta fiind înclinată, se golește, iar la repornirea pompării este necesar să treacă o cantitate de țiței prin diafragma de măsură pentru a umple conducta pe toată lungimea ei. Acest fapt contribuie de asemenea la golirea țevilor de transmitere a presiunilor dinainte și după diafragmă și umplerea lor cu aer sau gaze, ceea ce conduce la un supliment de eroare.

Atît timp cît numărul separatoarelor gaze-țiței și al rezervoarelor de colectare se va menține ridicat, măsurarea parametrilor de funcționare a acestora sau înregistrarea lor nu este rațional să se facă continuu, ci numai la cerere, utilizînd sistemul de supraveghere aplicat acum la sondele în erupție naturală și artificială.

De asemenea se vor menține permanent, dar numai local, înregistrările parametrilor țițeiului pompat din stațiile parcurilor de colectare.

Debitmetrele de lichid cele mai indicate pentru măsurarea în viitor a țițeiului brut la ieșirea din separatoare sînt, astfel cum rezultă și din lucrările [8, 9], acelea construite pe principiul camerelor rigide de măsură. Acțiunea de măsurare poate fi dublată de aceea de separare, în care caz este vorba de separatoare-măsurătoare.

Debitmetrele introduse în noile instalații vor fi ca și pînă acum totalizatoare, astfel că dispecerul va putea avea odată cu citirile momentane și la cererea valorilor, și cantitățile exacte de țiței sau gaze măsurate într-un anumit interval de timp. Utilizarea de debitmetre compensate la temperatură (pentru lichide), precum la temperatură și presiune (pentru gaze), vor elimina necesitatea măsurării (respectiv înregistrării locale) a acestor parametri (temperatură și presiune).

d) Metoda utilizăriii unui aparat secundar, pentru un număr mare de aparate primare de măsură, metodă realizată în actuala instalație, a fost posibilă pe baza unui sistem de etalonare studiat și pus în aplicare de ICET. Aceasta realizează, odată cu o mare economie de aparate și o mare ușurință de control vizual în activitatea dispecerului. Este de menționat totuși, că metoda permite utilizarea domeniului de măsură a aparatului primar respectiv, cu erori sub $\pm 2{,}5\%$, numai între 20% și 80% din scală, ceea ce pune pe viitor problema înlocuirii potențiometrelor de măsură cu traductoare inductive. Acestea vor asigura o precizie mai bună de măsură și vor permite utilizarea întregului domeniu (0—100%) al aparatelor primare de măsură.

e) De o mare utilitate s-a dovedit instalația de teledinamometrare a sondelor în pompaj. S-au putut detecta imediat, prin menținerea aproape permanentă (la intervale de cca. 1/2 oră) sub observație a dinamogramelor, defectările pompelor de adîncime, ruperile prăjinilor de pompare etc., luîndu-se măsurile de intervenție necesare , fără întîrziere respectiv fără pierdere suplimentară de producție. S-a dovedit de asemenea marea utilitate a electrogramelor în controlul permanent al unităților de pompare. Cu ajutorul electrogramelor obținute imediat înainte sau după dinamogramă, s-au obținut informații asupra stării funcționale a utilajului de suprafață, asupra echilibrării unității de pompare, asupra consumului de energie și, indirect, asupra factorului de putere. Prin corelarea electrogramei cu dinamograma (diagrame ce se obțin independent și prin canale diferite) se exclude posibilitatea interpretării greșite a unei dinamograme viciate [3].

Electrograma furnizează de asemenea indicații interesante și asupra utilajului de fund [7,10]. Au putut fi astfel detectate prin simpla utilizare a electrogramei : ruperea prăjinilor de pompare, lipsa de nivel, golirea țevilor de extracție și chiar variații ale debitului de lichid. Este de menționat că acest supliment de supraveghere, datorit electrogramei, se face cu un supliment de numai cca. 10% din cheltuielile de investiție ce revin teledinamometrării.

Atît dinamograma, cît şi electrograma şi-au dovedit utilitatea în controlul executării telecomenzilor de pornire şi oprire a electromotorului unităţii de pompare. Teledinamograma serveşte dispecerului de asemenea atît la stabilirea unui timp corect de pompare, în cazul pompajului cu pauză, cît şi la detectarea unui debit scăzut. Toate acestea conduc la micşorarea consumului de energie şi uneori chiar la plusuri de producţie.

f) Nu mai puţin utile s-au dovedit semnalizările ieşirii din limite a parametrilor de producţie. S-au putut detecta în acest mod : încărcarea excesivă cu parafină a unor curăţitoare pe conductele de amestec ale sondelor în pompaj, frecvenţa rafalelor sondelor în erupţie artificială, indicaţii de scădere a debitului la unele sonde etc. [11].

S-au experimentat de asemenea cu rezultate bune o serie de traductori de avarii, cum sînt : întreruptorul inerţial, sovietic, IMV—1 pentru detectarea ruperilor de prăjini de pompare şi traductorul de asimetrie tip F.G. pentru semnalizarea defectării sistemului bielă-manivelă. Aceste dispozitive de automatică locală vor fi extinse atît în schela respectivă, cît şi în alte schele. În acest mod se va îmbunătăţi controlul automat şi la distanţă asupra unor importante utilaje de fund şi suprafaţă la sondele în pompaj, cum sînt : garnitura de prăjini de pompare (rupere sau deşurubare), unitatea de pompare (defectare) şi conducta de amestec (spargere sau înfundare). Semnalizările respective vor fi dublate de oprirea motorului unităţii de pompare.

g) Telecomenzile se execută uşor şi prompt. De o deosebită eficacitate se dovedeşte telecomanda electromotoarelor unităţilor de pompare prin simplitatea execuţiei şi prin uşurinţa controlului execuţiei pe electrogramă.

În scopul dezaglomerării, respectiv a automatizării muncii dispecerului, a fost experimentat cu rezultate bune, în cadrul instalaţiei de control centralizat şi telecomandă, un sistem de programare centrală automată elaborat de ing. V. Slev.

Pentru a elimina cu desăvîrşire telecomanda din activitatea postului central de dispecer, fie prin acţionarea manuală a dispecerului, fie prin intermediul unei instalaţii centrale automate, şi a micşora în acest fel numărul canalelor de transmisie, instalaţiile ce vor fi montate în viitor vor trece aceste operaţii în sarcina automaticii locale, prin prevederea de anclanşatoare şi programatoare individual locale.

h) S-au confirmat calitativ sau cantitativ unele din rezultatele aşteptate şi anume :

— supravegherea bunei funcţionări a sondelor si intalaţiilor anexe se face permanent, prin semnalizarea ieşirii din limite a parametrilor de bază controlaţi ;

— supravegherea permanentă a unor parametri cu dependenţă primară de debit (presiuni la sondele în erupţie naturală şi artificială, efortul la prăjina lustruită şi curentul consumat de electromotor la sondele în pompaj) constituie un control indirect asupra însuşi debitului sondei. Aceasta prezintă importanţă deoarece în sistemul actual de colectare centralizată, aplicat în R.P.R., cota rezervată măsurării directe (etalonare) a debitului este de numai 5—15% din totalul timpului de producţie;

— timpul neproductiv necunoscut este eliminat practic în întregime, ca efect al supravegherii permanente.

Deşi timpul neproductiv cunoscut urmează a fi de asemenea redus, ca urmare a micşorării, respectiv a eliminării timpului de informare şi de confirmare a informaţiei (ceea ce este valabil în special pentru sondele în pompaj), acesta nu a putut fi stabilit încă.

De asemenea datorită lipsei măsurătorilor de energie electrică la sondele în pompă telecomandate, nu s-a putut trage nici o concluzie cantitativă cu privire la micşorarea consumului de energie electrică la sondele în pompaj cu pauză, ca urmare a raţionalizării programului de pompare.

i) Întreţinera, localizarea defecţiunilor şi repararea cablului multifilar s-a dovedit greoaie, de durată şi costisitoare. La costul ridicat al cablului telefonic multifilar se mai adaugă un coeficient de nesiguranţă în funcţionare destul de ridicat. Toate acestea implică trecerea cît mai grabnică la utilizarea unor sisteme de transmisie şi selecţie pe fire puţine şi ieftine.

Astfel de sisteme de telemecanică nu au putut fi realizate dintr-o dată. Pentru a asigura continuitatea introducerii automatizării în extracţia ţiţeiului, lucrările executate pînă în prezent au fost făcute pe baza principiului treptelor progresive de dezvoltare. Astfel după utilizarea sistemului de transmisie pe fire individuale aplicat în prima instalaţie experimentală de la 13 sonde (prima treaptă), s-a trecut în extindere la un sistem perfecţionat de bare comune, fir specific şi relee, care constituie a doua treaptă. Utilizarea unui sistem de telemecanizare pe trei fire fier-zinc, pentru sondele în pompaj de adîncime, folosind selecţia în frecvenţă, constituie a treia treaptă de dezvoltare şi un hotărîtor pas înainte [20].

Linia urmată a condus şi conduce pe de o parte la descreşterea continuă a cheltuielilor de investiţie necesare automatizării, iar pe de altă parte la perfecţionarea continuă a sistemelor realizate [1].

7. Eficacitatea economică

În afară de bibliografia străină şi în special cea sovietică [12,13,14], există şi cîteva lucrări romîneşti care tratează eficacitatea economică

a introducerii automatizării şi telemecanizării în extracţia ţiţeiului [15, 16, 17, 18, 19]. Dintre acestea, lucrarea [18] constituie un studiu tehnico-economic realizat pe baza experimentelor obţinute în schelă. Numărul mic al sondelor controlate la distanţă şi timpul relativ scurt de experimentare nu au permis culegerea unor date concrete bogate şi variate în conţinut.

Lucrările economice întocmite în anii precedenţi [12—17] arătau că controlul automat al sondelor de extracţie conduce la următoarele rezultate :

— eliminarea aproape totală a timpului neproductiv necunoscut, prin supravegherea permanentă ;

— reducerea timpului neproductiv cunoscut ca efect al reducerii timpului de informare şi eliminării timpului de confirmare a informaţiei ;

— reducerea numărului personalului de supraveghere cu pînă la 50% ;

— reducerea consumului de energie electrică datorită micşorării timpului de funcţionare a sondelor în pompaj cu pauză ;

— micşorarea numărului de reparaţii a utilajului de suprafaţă datorită micşorării numărului de ore de funcţionare şi a autoblocajului în caz de avarie ;

— micşorarea numărului intervenţiilor profilactice datorită faptului că nu se mai execută după rutină, ci ca urmare a unei supravegheri permanente.

Studiul tehnico-economic [18], de care s-a vorbit mai înainte, nu a reuşit, din cauzele expuse, să confirme în totul rezultatele la care ne putem aştepta. El ne arată totuşi că :

— eliminarea practic totală a timpului neproductiv necunoscut conduce la realizarea unei economii ce reprezintă 6,85% din economia totală rezultată ;

— productivitatea muncii poate creşte cu 80,3% la sondele în erupţie naturală şi artificială şi cu 81% la sondele în pompaj. Economia realizabilă în final reprezintă 44,75% din economia totală realizabilă ;

— optimalizarea timpului de schimbare a pompelor de adîncime poate conduce la o economie, reprezentînd 48,40% din economia totală realizabilă. Prin generalizarea determinării timpului optim de producţie la toate intervenţiile cu caracter profilactic, cifra economiilor poate spori mult.

Din lipsa unor suficiente date comparative înainte şi după punerea în funcţiune a instalaţiei de control centralizat, nu s-a putut confirma încă (astfel cum arată bibliografia de specialitate sovietică), reducerea timpului neproductiv cunoscut, factor care influenţează creşterea coeficientului de exploatare. Acest coeficient a crescut în mică măsură şi numai la unele sonde.

De o deosebită importanţă sînt datele rezultate din autofotografierea timpului de lucru.

Din aceste date se constată, că timpul rezervat astăzi personalului de supraveghere din schela respectivă pentru controlul propriu-zis al funcţionării sondei şi a unora din parametrii cu dependenţă de debit (controlul presiunilor la sondele în erupţie naturală şi artificială, controlul temperaturii prăjinii lustruite şi al indicaţiei ampermetrului la sondele în pompaj etc.) este de numai 2,73% la sondele în erupţie naturală şi artificială şi de numai 5,42% la sondele în pompaj de adîncime. Există schele unde aceste procente sînt şi mai mici.

Din cauza faptului că economiile indirecte rezultate din menţinerea prin control centralizat a unui regim cît mai apropiat de cel optim, nu au putut fi prinse în lucrarea menţionată, valoarea economiilor nete, calculate la sondele în erupţie naturală şi artificială, apare foarte mică în raport cu cea realizată la sondele în pompaj.

La sondele în pompaj, neluarea în consideraţie a reducerii consumului de energie şi a unui eventual plus de producţie, ca urmare a raţionalizării prin control centralizat a pompajului cu program, a condus la obţinerea unei eficacităţi economice superioare la sondele netelecomandate, ceea ce este în dezacord cu realizările din străinătate. Astfel calculate, economiile nete rezultate la sondele în pompaj netelecomandate permit acoperirea cheltuielilor de investiţie în 6,3 ani, iar la cele telecomandate în 8,9 ani.

Eliminarea instalaţiei de telecomandă prin introducerea programării automate locale şi luarea în consideraţie a rezultatelor economice legate de raţionalizarea pompajului cu pauză vor conduce cu siguranţă în viitor atît la reducerea cheltuielilor de investiţie la acest fel de sonde, cît şi la creşterea economiilor nete.

Un factor care scumpeşte întreaga instalaţie îl constituie de asemenea caracterul de prototip al acesteia.

8. Concluzii asupra liniei de urmat la extinderea automatizării extracţiei

Din analiza rezultatelor tehnico-economice obţinute prin experimentarea în schelă a instalaţiei de control centralizat se pot trage următoarele concluzii atît specifice schelei respective cît şi cu caracter general.

1) Experimentarea efectuată a avut şi continuă să aibă un triplu scop :

— experimentarea schemei tehnologice propriu-zise ;

— experimentarea de aparate şi dispozitive necesare automatizării ;

— experimentarea sistemului de transmisie şi selecţie.

2) Deşi numărul parametrilor şi operaţiilor controlate este relativ redus, aceasta permite, astfel cum se arată pe larg în lucrările [3, 10, 11], o supraveghere permanentă, eficace şi operativă a funcţionării sondelor. Pot surveni şi unele modificări, în scopul unei eventuale simplificări, respectiv ieftiniri a instalaţiei de telemecanizare. Astfel :

— datorită faptului că presiunea din coloana de exploatare la sondele în erupţie naturală şi artificială are în general variaţii mici într-un anumit interval de timp, telemăsura acesteia poate fi eventual înlocuită cu o semnalizare discriminată a limitelor de funcţionare normală a sondei. (Este ştiut că un manometru de telemăsură este mai scump decît unul cu contacte.) ;

— introducerea de traductoare multiple de avarie la sondele în pompaj (întrerupătorul inerţial IMV—1 pentru detectarea ruperilor de prăjini, traductorul F.G. pentru semnalizarea defecţiunilor la sistemul bielă-manivelă, manometrul cu contacte pentru semnalizarea spargerii sau înfundării conductei de amestec) cu funcţie de semnalizare la postul central şi blocaj automat local pune problema semnalizării comune, nediscriminate. În astfel de cazuri instalaţia nu va fi repusă în funcţiune decît după remedierea avariei, respectiv după confirmarea telefonică a echipei de intervenţie respective ;

— se poate şi este bine a se renunţa la telecomanda motorului unităţii de pompare în cazul introducerii autocomenzii pompajului cu program şi reanclanşării automate la revenirea tensiunii ;

— în cazul menţinerii telecomenzii, cererea semnalului de efort sau curent şi comanda de pornire a motorului unităţii de pompare se pot face cu acelaşi semnal. De asemenea, unul din semnalele de măsură (dinamogramă, electrogramă) poate apărea la simpla comandă de selecţie a sondei respective, fără a mai necesita o operaţie specială ;

— în cazul sondelor în erupţie artificială apar necesare : autocomanda duzei reglabile în funcţie de presiune şi autocomanda opririi sondei (închiderea robinetului principal), în caz de spargere sau înfundare a conductei de amestec ;

— la separatoarele de etalonare sau de total, telemăsura se va putea rezuma numai la debitul de ţiţei şi de gaze. Se va putea tinde a reduce numărul separatoarelor la 1—2 separatoare de etalonare şi unul de total, în funcţie de debitul parcului şi domeniile de măsură ale debitelor sondelor ;

— la rezervoarele de colectare, dar numai la cele de total, se va putea păstra telemăsura nivelului de ţiţei. Rezervoarele de etalonare vor fi însă eliminate odată cu realizarea unei măsurători corecte de debit, la ieşirea din separatoare. De asemenea, apar necesare următoarele autocomenzi : reglarea admisiei aburului în rezervoare, comanda robinetelor de intrare şi ieşire în rezervoare la semnalul atingerii nivelelor limită, scurgerea apei decantate (acolo unde este cazul) ;

—utilizarea de debitmetre de ţiţei cu compensare de temperatură şi de debitmetre de gaze cu compensare de temperatură şi presiune vor putea conduce la eliminarea telemăsurătorilor şi înregistrărilor locale ale acestor parametri (aceasta este valabil atît pentru separatoare cît şi pentru staţia de pompare ţiţei) ;

— ca un element de siguranţă în funcţionarea agregatelor de pompare este necesară introducerea semnalizării cu autoblocaj a lipsei de ungere sau încălzirii lagărelor agregatelor de pompare. De asemenea, în cazul automatizării totale se cer introduse, o dată cu autoblocajul menţionat şi acel datorit depăşirii presiunii maxime admisibile de refulare, autocomanda pornirii şi opririi agregatelor de pompare, precum şi a robinetelor de ieşire din rezervoare, la indicaţia dispozitivelor locale ;

— la distribuitoarele de gaze comprimate, este necesară autocomanda deschiderii şi închiderii robinetelor de trecere dintr-un colector de presiune superioară în cel de presiune imediat următoare, la depăşirea limitei maxime de funcţionare, în scopul menţinerii unor presiuni constante în colectoare ;

— semnalizările locale la parcurile de separare, colectare şi transfer, implicit de la distribuitoarele de gaze comprimate, instalate de obicei în imediata apropiere a parcurilor, vor trebui a fi dublate în general de autocomenzi locale cu funcţie de blocaj. Ele vor putea figura pe o schemă sinoptică simplificată, în supoziţia existenţei unui lucrător însărcinat cu : controlul periodic al instalaţiilor, ungerea elementelor în frecare, ridicarea diagramelor şi tichetelor de măsurători locale ;

— semnalizarea avariilor la postul central de dispecer va putea avea loc numai după trecerea unui anumit timp de semnalizare locală neanulată. Această semnalizare va fi unică pe grup de obiective (respectiv : separatoare, rezervoare, staţie de pompare, distribuitor de gaze comprimate).

3) Cu privire la aparatura experimentală se pot face următoarele observaţii :

— întrerupătorul inerţiei IMV—1 şi traductorul de asimetrie au dat rezultate bune în funcţionare. În scopul extinderii lor în exploatare aceste dispozitive au fost reproiectate ;

— în scopul înlocuirii telecomenzii prin autocomanda motorului unităţilor de pompare la sondele în pompaj cu pauză, s-a proiectat şi se va pune în execuţie un număr de programatoare (prototip) de timp, ce vor fi experimentate în schelă. În acelaşi timp se va studia

utilizarea unor indicatoare adecvate de producţie de tip „tot sau zero", care să servească la emiterea comenzii de oprire a unităţii de pompare în cazul încetării sondei de a debita. În acest fel, comanda pornirii motorului va fi efectuată de programatorul de timp, iar oprirea va avea loc la comanda traductorului de debit. Aceasta va conduce, în lipsa unor traductoare de fund, la realizarea unui regim de pompare destul de aproape de cel optim;

— astfel, cum s-a arătat anterior, debitmetrele diferenţiale cu contorizare mecanică nu au dat satisfacţie atît la măsurătorile executate la ieşirea din separatoare, cît şi la cele executate pe conducta de refulare a pompelor de transfer, datorită cauzelor analizate. Nu trebuie însă neglijată utilizarea lor în viitor. Ele pot fi montate fie pe conducta de aspiraţie a pompelor, în care caz nu necesită un montaj deosebit, fie pe conducta de refulare, în care caz necesită un cupon de măsură înecat şi un dispozitiv de amortizare a oscilaţiilor de presiune datorite pompelor cu pistoane. Bineînţeles, în ambele cazuri măsurătorile vor fi afectate de erori pînă la $\pm 2\%$;

— traductorul de poziţie (cursă) utilizat în instalaţia experimentală redusă a fost de tip rezistiv. Deşi durata lui de funcţionare fără reparaţia bobinajului a fost de cca. 8 luni, respectiv a rezistat la un număr de cca. 3 500 000 de oscilaţii duble, la extinderea instalaţiei de teledinamometrare s-a procedat la înlocuirea lui cu un traductor de tip inductiv, a cărui durabilitate va fi mult mai mare, ca efect al lipsei frecărilor;

— traductorul de efort s-a dovedit foarte robust, necesitînd relativ puţine reparaţii în timpul unui an de funcţionare. În scopul simplificării şi reducerii ca timp a operaţiei de introducere şi extragere de pe prăjina lustruită a traductorului de efort, în cazul intervenţiilor la sonde, s-a experimentat, ca urmare a propunerii de inovaţie a maistrului I. Dragomirescu şi ing. N. Mihai, un traductor modificat în formă de potcoavă. Rezultatele mulţumitoare obţinute la experimentarea acestuia vor trebui să fie luate în consideraţie de proiectantul viitoarelor instalaţii.

4) Luînd în considerare faptul, că în final se urmăreşte automatizarea complexă a întregii schele şi în primul rînd a parcurilor de separare, colectare şi transfer şi întrucît experimentările făcute în această privinţă nu sînt suficient de concludente, s-a stabilit executarea şi experimentarea pe baza unui studiu IPS, încă în acest an, a unui parc pilot de separare, colectare şi tranfer, folosind o schemă tehnologică perfecţionată şi aparatură de tip nou.

5) Experimentarea sistemului de transmisie şi selecţie actual (respectiv: fire comune, fir specific şi relee) şi analiza tehnico-economică făcută [18] conduc la următoarele observaţii:

— sistemul multifilar acordă o mare greutate specifică instalaţiei de trasmisie, care în actuala instalaţie reprezintă cca. 35% din totalul cheltuielilor de automatizare. În acelaşi timp, întreţinerea şi depunerea instalaţiilor de transmisie ce utilizează cablu telefonic multifilar este greoaie şi costisitoare. Acestea au condus la necesitatea realizării unui sistem de telemecanizare pe număr redus de fire, uşor procurabile şi uşor de întreţinut, folosind un sistem adecvat de selecţie. În acest scop, a fost elaborat, proiectat şi construit sistemul de telemecanizare tip TP3 pentru sondele în pompaj, pe trei fire fier-zinc, folosind selecţia în frecvenţă [20]. Modelul experimental a fost montat şi experimentat la două sonde din aceeaşi schelă, împreună cu o instalaţie de teledinamometrare perfecţionată şi transistorizată. Studiul tehnico-economic întocmit pentru o altă schelă folosind noua aparatură de telemecanizare arată o reducere considerabilă a cotei reprezentată de sistemul de teletransmisie respectiv, care se cifrează la numai 10% din totalul investiţiilor. Bineînţeles, aparatura de selecţie şi complexitatea automaticii locale anulează în parte economia realizată în sistemul de transmisie, menţinînd totuşi cheltuieli totale de investiţie mai reduse ca în primul caz cu cca. 10%. Concomitent cu această reducere noul sistem de telemecanizare are un bun coeficient de tehnicitate şi siguranţă, în funcţionare, firele se pot procura cu uşurinţă şi necesită o întreţinere extrem de comodă şi ieftină;

— urmînd linia adoptată a treptelor progresive de dezvoltare, ICET lucrează din acest an la elaborarea şi construirea unei aparaturi perfecţionate şi complexe de telemecanizare pe numai 2 fire, folosind aceeaşi selecţie în frecvenţă. Această aparatură este destinată atît sondelor cît şi instalaţiilor anexe. Astfel, cum se arată în lucrarea [21], schema operaţiilor de telemecanică pentru măsurătorile, semnalizările şi comenzile necesare tuturor obiectivelor (sonde, separatoare, rezervoare, distribuitoare de gaze comprimate, staţie de pompare ţiţei etc.) poate fi standardizată pe următorul volum de telemecanică:

a) apel — selecţia obiectului; semnal 1 de telemăsură sau telecomandă;

b) comanda 1 — semnal 2 de telemăsură sau telecomandă;

c) comanda 2 — semnal 3 de telemăsură sau telecomandă; anulare semnalizare;

d) comanda 3 — renunţare apel (dacă este nevoie).

BIBLIOGRAFIE

[1] Socol, S., Evghenide, C., Ionăşcuţ, A.: *Consideraţiuni privind telecontrolul şi automatizarea extracţiei şi transportului ţiţeiului şi gazelor.* În: Automatica şi Electronica nr. 3, 1962.

[2] Evghenide, C., Papadache, I., Slev, V., Socol, S.: *Instalaţie experimentală pentru automatizarea unei secţii de extracţie a ţiţeiului.* Petrol şi Gaze, nr. 11, 1960.

[3] Slev, V.: *Controlul centralizat şi telecomanda la extracţia ţiţeiului.* Editura I.D.T., 1962 Bucureşti.

[4] Papadache, I., Constantinescu, V. ş.a.: *Automatizarea extracţiei ţiţeiului la un parc de separare şi colectare.* Proiect de execuţie ICET, 1959.

[5] Papadache, I., Stănciulescu, F., Ilie, C. ş.a.: *Supravegherea automată a extracţiei la sondele de petrol.* Proiect de execuţie ICET, 1960.

[6] Andrei, Al., Niculescu, Cl.: *Aparatură pentru controlul centralizat al diagramelor de pompare la sondele de extracţie petroliferă.* În: Automatica şi Electronica, nr. 1, ian.febr. 1960.

[7] Evghenide, C., Socol, S., Ionăşcuţ, A.: *Teledinamometrarea sondelor în pompaj.* Petrol şi Gaze, nr. 5 şi 6, 1960.

[8] Iacob, I., Socol, S., Evghenide, C., Ionăşcuţ, A.: *Consideraţiuni cu privire la aparatura automată de măsurare volumetrică a debitelor de ţiţei pentru parcuri de colectare.* Petrol şi Gaze nr, 5/1962.

[9] Iacob, I., Socol, S., Evghenide, C., Ionăşcuţ, A.: *Aparatură automată de măsurare volumetrică a debitelor de ţiţei pentru parcuri de colectare, realizată în R.P.R.* Petrol şi Gaze nr. 8, 1962.

[10] Evghenide, C., Slev, V. Socol, S.: *Interpretarea semnalelor şi indicaţiilor primite la un post central de telecontrol în extracţia ţiţeiului, de la sonde în pompaj.* Petrol şi Gaze nr. 4, 1962.

[11] Evghenide, C., Slev, V., Socol, S.: *Interpretarea semnalelor şi indicaţiilor primite la un post central de telecontrol în extracţia ţiţeiului, de la sonde în erupţie naturală şi artificială.* Petrol şi Gaze nr. 3, 1962.

[12] Muraviev, V. M.: *Automatizarea în şantierele petrolifere.* Neftianik, nr. 7, 1958.

[13] Nicolaevski, N. M.: *Eficacitatea economică a automatizării proceselor de extracţie a ţiţeiului.* Neft. Hoz., nr. 12, dec. 1958.

[14] Pisarik, N. M.: *Eficacitatea dispecerizării şi regimul tehnologic al sondelor de producţie.* Neft. Hoz., nr. 7, iul. 1959.

[15] Enache, D., Athanasiadis, At.: *Consideraţii economice asupra oportunităţii introducerii teledinamometrării la sondele în pompaj din R.P.R.*, ICFE, 1959.

[16] Enache, D.: *Consideraţiuni economice cu privire la automatizarea unei secţii de extracţie a ţiţeiului.* ICFE, 1959.

[17] Enache, D.: *Unele aspecte economice privind introducerea proceselor de automatizare a extracţiei ţiţeiului şi gazelor.* Petrol şi Gaze, nr. 1, 1960.

[18] Dumitru, I., Evghenide, C., Iliescu, A.: *Studiu tehnico-economic privind extinderea proceselor de automatizare în schelele de extracţie ale ţiţeiului pe baza exprienţelor obţinute în schelă.* ICFE, 1961.

[19] Dumitru, I.: *Criterii pentru calculul eficienţei economice a automatizării în extracţia şi transportul ţiţeiului.* Referat prezentat în cadrul simpozionului din 16 şi 17.XI, 1961, cu tema „*Automatizarea extracţiei şi transportului ţiţeiului şi gazelor*".

[20] Duma, M., Andrei, Al., Steiner, M. ş.a.: *Realizări în domeniul aparaturii şi telemecanizării extracţiei ţiţeiului.* Referat prezentat în cadrul simpozionului din 16 şi 17.XI, 1961, cu tema: „*Automatizarea extracţiei şi transportului ţiţeiului şi gazelor*".

[21] Evghenide, C., Ionăşcuţ, A., Cegolea, A.: *Temă de elaborare pentru aparatura complexă de telemecanizare folosind sistemul de selecţie, pentru sonde în pompaj, erupţie naturală, erupţie artificială şi instalaţii anexe pentru extracţia ţiţeiului şi gazelor asociate.* ICFE, 1959.

Ing. HARRI HERŞCOVICI şi ing. IOSIF MĂRCUŢ

Instalaţie pentru reglarea automată a umidităţii urzelilor de bumbac la maşinile de încleiat din industria textilă

Pentru îmbunătăţirea condiţiilor de prelucrare în ţesătorii, urzelile de bumbac în prealabil sînt încleiate cu apreturi, preparate sub formă de soluţie apoasă. Prin trecerea urzelii prin baia de apret, are loc îmbibarea ei cu soluţie apoasă de apret. După îmbibare, urzelile sînt stoarse între doi cilindri storcători, dintre care cel superior de obicei are o suprafaţă elastică. Prin stoarcere se efectuează o introducere parţială a apretului în masa firelor şi în acelaşi timp se elimină excesul de soluţie apoasă de apret, antrenat de fire din baia de apret.

După stoarcere, urzeala este încărcată cu 80...120% soluţie apoasă cu apret, faţă de greutatea uscată a firelor. Din această încărcătură 8...12% reprezintă apretul propriuzis, iar restul este apă. Urzeala cu această încărcătură de soluţie apoasă trece în camera de uscare a maşinii de încleiat, unde trebuie să se elimine cea mai mare parte din umiditate.

Comportarea urzelilor la operaţiile ulterioare de prelucrare mecanică de pe războaiele de ţesut depinde în bună parte şi de realizarea judicioasă a operaţiei de încleiere, care la rîndul său este determinată printre altele şi de umiditatea urzelii la ieşirea din camera de uscare.

După datele din literatură şi constatările practice, umiditatea optimă a urzelilor de bumbac (numită şi umiditatea de repriză) la ieşirea din maşina de încleiat este de circa 8,5%. Dacă această umiditate este mai mare, există pericolul ca firele să se lipsească între ele pe sul şi să umezească dispozitivele metalice cu care vin în contact în timpul prelucrărilor ulterioare, ceea ce măreşte acţiunea corosivă asupra acestor dispozitive şi, în acelaşi timp apare pericolul de mucegăire a fielor. Dacă urzelile sînt însă prea uscate, apar alte neajunsuri, ca:

— apretul devine friabil şi se scutură în timpul ţeserii;

— consumul de căldură creşte prin eliminarea unei cantităţi prea mari de apă şi prin încălzirea prea puternică a firelor;

— alungirea şi rezistenţa la rupere a firelor scad;

— ţesătura rezultată are o rezistenţă la uzură cu atît mai mică cu cît umiditatea finală la încleiere a fost mai mică.

În practică, la maşinile de încleiat care nu sînt prevăzute cu dispozitive de măsurat, personalul de deservire are tendinţa normală de a usca urzelile la o umiditate inferioară umidităţii de repriză pentru a evita lipirea firelor şi alte neajunsuri provocate de umiditatea prea mare a firelor. S-a constatat că în întreprinderile noastre se uscau urzelile pînă la o umiditate medie de 3...5%. Această tendinţă, după cum reiese din cele de mai sus, are aspecte negative atît pentru calitatea produsului cît şi pentru productivitatea maşinilor şi preţul de cost al prelucrării.

Principiul de funcţionare

Principiul de funcţionare al aparatului de măsurat umiditatea se bazează pe măsurarea rezistenţei electrice prezentată de materialul umed. Literatura cît şi experienţele noastre indică o variaţie foarte rapidă a rezistenţei electrice a fibrelor cu conţinutul în apă, ceea ce face ca această metodă să fie foarte sensibilă [1, 2].

Dezavantajele metodei constau în aceea că etalonarea scării de măsură a aparatului depinde de natura materialului şi apretului. În anumite limite compensaţia acestei dependenţe se poate face electric. În cazul unor deosebiri mari între materiale, se ridică experimental curba de etalonare.

În figura 1 sînt arătate cîteva caracteristici $R = f(u)$ pentru diferite materiale şi acelaşi apret (de porumb). Se observă că toate cele

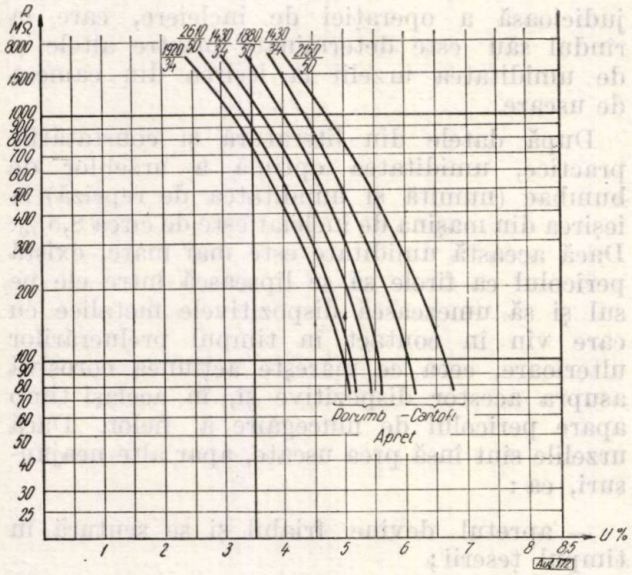


Fig. 1. Caracteristici umiditate-rezistenţă ale urzelilor pentru diferite materiale şi diferite compoziţii ale soluţiei de apret.

patru caracteristici sînt deplasate la prima vedere paralel una faţă de cealaltă, deplasarea făcîndu-se funcţie de mărimea raportului:

$$\alpha = \frac{\text{numărul de fire al urzelii}}{\text{numărul metric al firului}},$$

în care prin număr metric al firului se înţelege lungimea de fir, în metri necesari pentru a obţine greutatea de 1 g.

În aceeaşi figură sînt trasate şi două curbe ale aceloraşi materiale, dar pentru un alt apret (de cartofi).

Pe baza curbelor ridicate experimental, s-a putut deduce relaţia analitică:

$$-a\,u^2 = \lg \frac{R}{R_0},$$

unde:

u reprezintă umiditatea materialului;
R — rezistenţa electrică corespunzătoare;
a şi R_0 — constante care depind de valoarea lui α, de natura apretului şi de dimensiunile traductorului.

Realizarea practică a blocului de măsură

Blocul de măsură este compus din traducător şi amplificatorul de măsură. Constructiv, traductorul este executat din una pînă la trei role din material inoxidabil, izolate de batiul maşinii la care se face măsurătoarea, printr-un izolator suport de foarte bună calitate (fig. 2). Materialul textil trece continuu printre

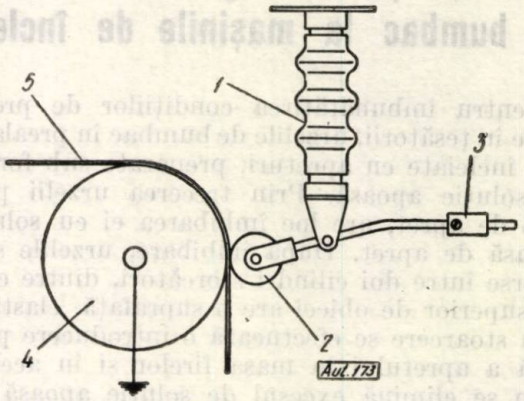


Fig. 2. Traductorul de umiditate:
1 — izolator de porţelan; *2* — rola traductor; *3* — contragreutate; *4* — voltul maşinii; *5* — materialul textil.

role şi un cilindru (valţ) conductor al maşinii, rola fiind permanent apăsată asupra materialului cu ajutorul unei contragreutăţi. Legătura electrică între traductor şi aparatul de măsură se face cu un cablu cu foarte bună izolaţie.

Problema izolaţiei, care se pune la fixarea rolei-traductor, la cablul de legătură cît şi la unele piese din amplificatorul de măsură,

este determinată de faptul că materialul uscat sub 3% umiditate poate atinge valori de rezistență de ordinul a 10^{22}.

Etajul de amplificare și măsură este realizat dintr-o dublă triodă 6N7, montată în punte, tensiunea la grila uneia din jumătăți (tensiunea de dezechilibru a punții) fiind proporțională cu rezistența materialului textil. Acest lucru se realizează înseriind cu traductorul o rezistență electrică fixă de valoare corespunzătoare și aplicînd circuitului astfel format o tensiune continuă stabilizată. Funcție de rezistența materialului se stabilește în circuit un curent electric care produce o cădere de tensiune la bornele rezistenței fixe.

Amplificatorul este prevăzut cu un comutator cu 4 poziții. Pe poziția *1* se reglează zero-ul aparatului (se echilibrează puntea); pe poziția *2* se reglează amplificarea schemei electronice (variind sensibilitatea instrumentului conectat în diagonala de măsurare a umidității, pe poziția *3* se face măsurarea pentru valori mici de umiditate (scara 4 . . .7%); pe poziția *4* se face măsurarea pentru umidități mari (scara 6 . . .9%).

Tensiunea care se aplică traductorului (tensiunea de măsură) este reglabilă. Valoarea la care se fixează este în funcție de natura materialului. În acest fel se pot compensa în anumite limite variațiile în ceea ce privește numărul de fire al urzelii sau grosimea firului.

Blocul de reglare automată

Tensiunea de dezechilibru a punții se aplică atît instrumentului indicator cît și amplificatorului de reglare. Amplificatorul de reglare este executat de asemenea dintr-o dublă-triodă 6N7 în circuitul anodic al fiecărei jumătăți fiind conectat cîte un releu. Tensiunea „de comandă" de la amplificatorul de măsură (tensiunea de dezechilibru a punții) este comparată cu o tensiune de referință, reglabilă, cu ajutorul căreia se fixează valoarea umidității ce trebuie menținută constantă. Abaterile de la această valoare apar ca tensiuni de dezechilibru de o polaritate sau alta. Această tensiune se aplică pe grilele celor două jumătăți ale dublei triode. Cînd pe grila uneia din jumătățile dublei triode se aplică polaritatea plus, trioda conduce și releul este anclanșat. În același timp cealaltă triodă primește polaritatea minus și se menține blocată.

Tensiunea de referință este o tensiune stabilizată. Stabilizarea se face cu un stabilizator ferorezonant.

Amplificatorul are prevăzută și o reacție de curent variabilă în catoda triodei, pentru reglarea sensibilității etajului, respectiv pentru reglarea zonei de insensibilitate a regulatorului. Etajul de reglare comandă în mod corespunzător un servomotor care printr-un mecanism variază viteza cu care urzeala parcurge spațiul din uscător. Gradul de uscare a urzelii este cu atît mai mare, cu cît această viteză este mai mică.

Reglarea umidității se face deci prin reglarea vitezei de trecere a materialului prin uscător. În acest timp se presupune că debitul de căldură al sursei încălzitoare se menține constant. Uneori, la schimbarea materialului (natura, numărul de fire etc.) se poate constata necesitatea unei modificări inițiale a debitului de căldură, variația totală de viteză neputînd face față noilor condiții de sarcină, mult diferite de cele precedente.

Comanda etajului de reglare, executată prin releele din anodele tubului electronic, nu se aplică direct servomotorului, deoarece datorită inerției mari a mașinii, sistemul ar intra în oscilație. A fost necesară introducerea unui dispozitiv de stabilizare a funcționării, în care scop s-a adoptat metoda testării, adică a conectării comenzii regulatorului periodic. Din timp în timp, etajul de testare închide contactele unui releu și prin aceasta dă posibilitate regulatorului să acționeze asupra servomotorului. Se poate regla atît timpul de funcționare al motorului cît și timpul de pauză. Aceste reglări se fac funcție de constantele de timp proprii ale mașinii.

Oscilatorul este realizat dintr-un tub electronic (o dublă triodă cu cele două jumătăți conectate în paralel) și un releu. Cînd tubul începe să conducă, releul este deschis. La o anumită valoare a curentului anodic, releul anclanșează. În acest moment o tensiune continuă negativă se aplică pe grila tubului, prin intermediul unui circuit RC de temporizare, scăzînd continuu curentul anodic al tubului. Cînd polarizarea negativă a grilei a ajuns suficient de mare, releul cade. Sarcina electrică acumulată în condensatorul C se descarcă printr-un alt circuit $R'C$, astfel că tensiunea negativă de pe grilă începe să scadă și în consecință curentul prin tub începe să crească. Releul anclanșează din nou iar ciclul se reia.

Două din contactele acestui releu sînt înseriate cu cîte un contact al releelor de reglare. Cînd acest releu este închis, dacă există și eroare, adică dacă și unul din releele de reglare este închis, atunci se aplică o tensiune continuă pe unul sau altul din releele intermediare de putere, anclanșîndu-l. Contactele acestor relee pun în mișcare servomotorul, într-un sens sau altul corespunzător sensului erorii.

Este prevăzută de asemenea și posibilitatea comenzii manuale, scoțînd sistemul oscilator din funcție și comandînd direct releele intermediare. Schema integrală a instalației este arătată în figura 3.

Valorile rezistențelor R și R' se reglează cu doi comutatori. R acționează asupra timpului

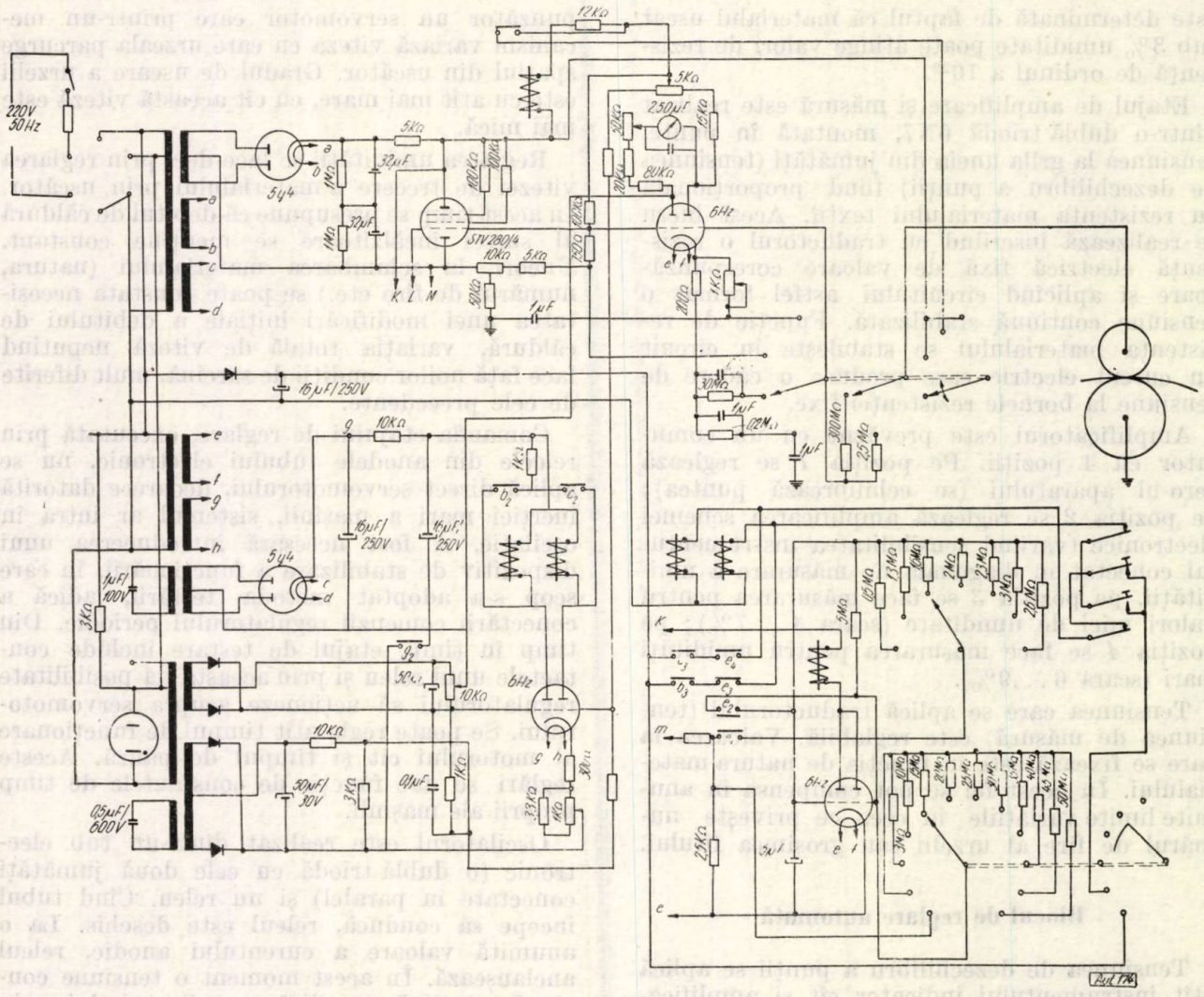


Fig. 3. Schema de principiu a instalaţiei de măsurare şi reglare automată a umidităţii.

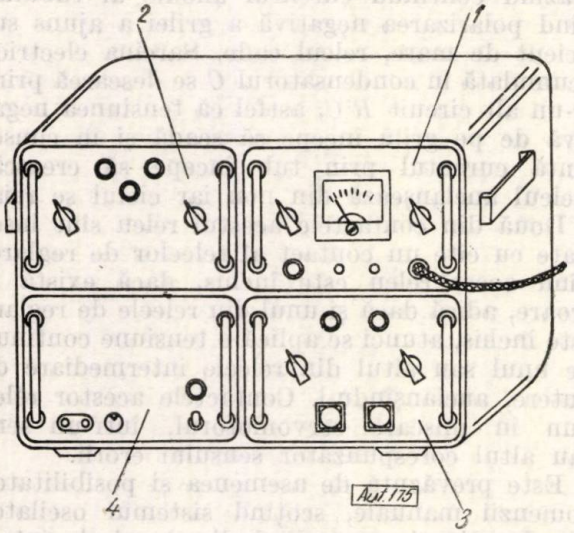


Fig. 4. Vedere exterioară a aparatului de măsurare şi reglare a umidităţii :

1 — blocul de măsură a umidităţii ; *2* — blocul regulator şi elementul de comparaţie ; *3* — blocul de tesare şi comanda manuală ; *4* — blocul cu sursele de alimentare.

de funcţionare iar R' asupra timpului de blocare a motorului.

Aspectul aparatului este arătat în figura 4.

Performanţe

Instalaţia a funcţionat sub observaţie la Intreprinderea pentru industria de bumbac (IIB) în perioada anilor 1960—1961 timp de aproximativ 18 luni.

În această perioadă s-au făcut asupra instalaţiei atît probe impuse cît şi observaţii asupra funcţionării sale în condiţiile cerute de exploatarea curentă.

S-au găsit :

— precizia de măsurare a umidităţii, determinată pe cale gravimetrică : $\pm$ 0,5% umiditate ;

— sensibilitatea maximă a regulatorului : $\pm$ 0,3% umiditate ;

— precizia de reglare a umidităţii urzelii : $\pm$ 0,5% umiditate ;

— optimalizarea regulatorului s-a făcut pentru o durată a impulsurilor de testare de 3 şi durată a pauzei între impulsuri de 12 s.

Graficele comparative ridicate pentru uscarea urzelii cu şi fără reglare automată au arătat că :

— pe un întreg sul de urzeală umiditatea rezultată variază în limite mult mai mici în cazul funcţionării regulatorului. S-au găsit valori ale raportului limitei de variaţie a umidităţii cu şi fără regulator, între 2,25 şi 4,75 ;

— durata ieşirilor din limită a umidităţii, în cazul intervenţiei regulatorului, a făcut să scadă lungimile de material cu umiditate în afara limitelor prescrise de 2,5 . . .4,3 ori faţă de cazul fără regulator automat.

Datorită rezultatelor favorabile obţinute, se studiază actualmente condiţiile multiplicării instalaţiei, în vederea dotării tuturor uscătoarelor din sectorul industriei de bumbac cu aparaturi de reglare automată a umidităţii.

Antecalculele arată că această generalizare oferă posibilitatea realizării unor substanţiale economii pentru economia noastră naţională.

BIBLIOGRAFIE

[1] Turicin, A. M.: *Măsurarea electrică a mărimilor neelectrice.* Bucureşti, Editura Tehnică, 1957.

[2] Considine, D. M.: *Process Instruments and Controls Handbook.* New-York, Mc. Graw Hill Book Comp., 1957.

Ing. C. MIRON şi ing. M. HĂNGĂNUŢ

Un generator universal de funcţii, cu diode

Generatorul universal de funcţii, cu diode, descris în lucrarea de faţă, a fost conceput şi construit ca o anexă a calculatorului analogic I.F.A. Cluj [1], pentru extinderea posibilităţilor acestui calculator şi în domeniul problemelor neliniare. Prin aceasta s-a urmărit realizarea unei unităţi capabile să genereze expresii neliniare care se reduc la funcţii neliniare de o singură variabilă ($y = x^2$, $y = \sin x$, $y = \lg x$ etc.) sau la produsul, respectiv cîtul a două funcţii.

În alegerea schemei de principiu şi a soluţiei constructive a generatorului s-au urmărit două scopuri principale :

— schema neliniară cu diode să poată fi cuplată cu amplificatorii operaţionali existenţi fără modificarea acestora, deci prin bornele lor obişnuite ;

— generatorul să prezinte atît caracter universal cît şi specializat : o aceeaşi unitate să permită, prin reglare, obţinerea oricărei funcţii necesare, dar să permită şi generarea unor funcţii fixe, care să nu necesite nici o reglare la punerea în funcţiune.

Atingerea primului scop de mai sus conduce la încă un avantaj important : realizarea constructivă a schemei neliniare cu diode este mult mai simplă şi nepretenţioasă, deoarece grila tubului din primul etaj al amplificatorului operaţional nu mai este legată la acest montaj şi deci stabilitatea la oscilaţii a generatorului nu mai apre ca problemă.

1. Schema generatorului universal de funcţii

Pentru ca generatorul de funcţii să nu introducă o atenuare este necesară evident utilizarea schemei neliniare cu diode numai împreună cu un amplificator operaţional, legătura făcîndu-se printr-o bornă obişnuită de intrare a acestuia, aşa cum s-a arătat în introducere (fig. 1).

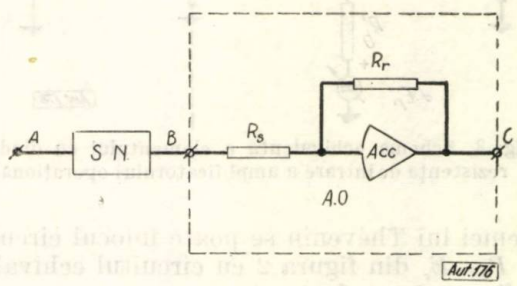


Fig. 1. Schema bloc a generatorului universal de funcţii : $\widetilde{SN}$ – schemă neliniară cu diode ; *A.O.* – amplificator operaţional ; *Acc* – amplificator de curent continuu ; R_s – rezistenţa de intrare a amplificatorului operaţional ; R_r – rezistenţa de reacţie a amplificatorului operaţional.

De aci rezultă că rezistenţa de intrare în amplificatorul operaţional joacă rol de rezistenţă de sarcină pentru schema neliniară cu diode, respectiv pentru fiecare element cu diodă în parte. În consecinţă, funcţionarea oricărui element depinde de funcţionarea tuturor celorlalte elemente, asemănător cu schemele de adunare în paralel cu elemente pasive. Acest dezavantaj al soluţiei alese rezultă prin urmare în mod obligatoriu din condiţia impusă iniţial.

1.1. *Elementul cu diodă*

Elementul cu diodă folosit este de tip tripol [2], cu următoarele particularităţi : potenţiometrul de reglare a pantei şi potenţiometrul de reglare a tensiunii de blocare sînt ambii legaţi la intrarea elementului ; între cei doi potenţiometri este intercalată o rezistenţă fixă

de protecţie; elementul debitează pe rezistenţa fixă de intrare în amplificatorul operaţional (fig. 2).

Dacă se notează cu α raportul de divizare a potenţiometrului P_b de către cursor, pe baza

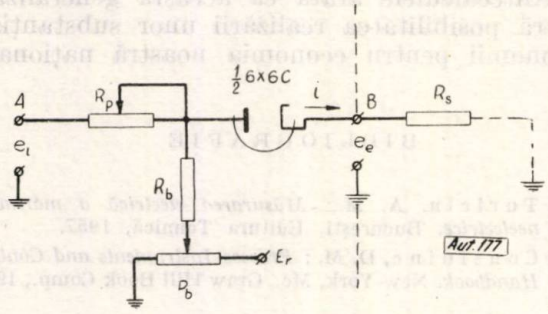


Fig. 2. Elementul cu diodă şi rezistenţa de intrare în amplificatorul operaţional:

R_p – rezistenţă reglată cu potenţiometrul de pantă (0÷2 MΩ); P_b – potenţiometru de reglare a tensiunii de blocare (100 kΩ); R_b – rezistenţă de protecţie (0,25 MΩ); R_s – rezistenţa de intrare a amplificatorului operaţional; e_i – tensiunea la intrarea elementului; e_e – tensiunea la ieşirea elementului; E_r – tensiunea de referinţă (+100 V sau – 100 V).

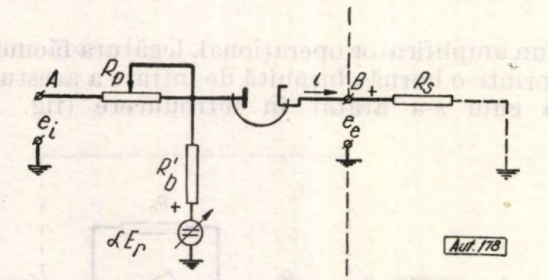


Fig. 3. Schema echivalentă a elementului cu diodă şi rezistenţa de intrare a amplificatorului operaţional.

teoremei lui Thévenin se poate înlocui circuitul R_b, P_b, E_r din figura 2 cu circuitul echivalent din figura 3, unde:

$$R'_b = R_b + \alpha(1 - \alpha) P_b. \qquad (1)$$

În figura 4 este reprezentată caracteristica curent-tensiune a elementului cu diodă, care se defineşte prin doi parametri [2]:

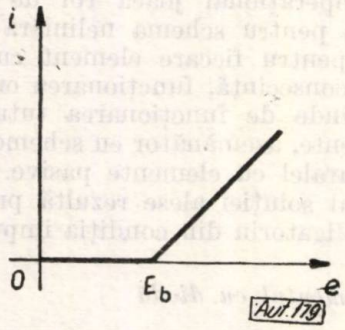


Fig. 4. Caracteristica curent-tensiune a elementului cu diodă.

– tensiunea de blocare a elementului, E_b, care reprezintă valoarea tensiunii de intrare pentru care dioda se află în punctul de tăiere;

– panta caracteristicii în domeniul în care dioda conduce.

Aceşti parametri se determină din ecuaţia curentului prin diodă:

$$i = \begin{cases} \dfrac{e_i + \alpha \dfrac{R_p}{R'_b} E_r}{R_p + R_s + \dfrac{R_p R_s}{R'_b}} & \text{pt} \cdot e_i + \alpha \dfrac{R_p}{R'_b} E_r \geqslant 0 \\ 0 & \text{pt} \cdot e_i + \alpha \dfrac{R_p}{R'_b} E_r \leqslant 0 \end{cases} \qquad (2)$$

şi au expresiile:

$$E_b = - \alpha \frac{R_p}{R'_b} E_r \qquad (3)$$

$$\frac{di}{de_i} = \frac{1}{R_p + R_s} \cdot \frac{R'_b}{R'_b + \dfrac{R_s R_p}{R_s + R_p}}. \qquad (4)$$

În deducerea acestor relaţii s-a ţinut seama de faptul că rezistenţa R_s poate să fie considerată din punct de vedere al potenţialului cu un capăt legată la masă, aşa cum s-a reprezentat punctat în figura 2 şi figura 3.

Dificultăţile de calcul şi reglare a elementului cu diodă adoptat, cauzate de faptul că tensiunea de blocare (*3*) şi panta (*4*) depind ambele atît de α cît şi de R_p, se micşorează prin alegerea judicioasă a parametrilor schemei, care are drept consecinţă faptul că, pentru variaţia totală a lui α (de la 0 la 1), panta variază numai cu cca. 2÷3%. Se poate face deci aproximaţia că panta nu depinde de α. Eroarea datorită acestei aproximaţii nu modifică sensibil eroarea care se face în orice caz prin neglijarea rezistenţei interioare a diodei, aceasta fiind de acelaşi ordin de mărime: 0,5÷1% [2].

Este adevărat însă că, faţă de elementele tip tripol recomandate în literatură ca fiind cele mai simple şi anume elementul cu dioda pusă la masă din punctul de vedere al potenţialului [2] şi elementul tip limitator [3], soluţia adoptată rămîne totuşi mai complicată, deoarece necesită un număr mai mare de rezistenţe în schemă, dar acesta nu este un factor hotărîtor. Nu s-a putut adopta nici unul din cele două elemente mai simple, deoarece nici unul nu permite realizarea condiţiei impuse şi anume conectarea schemei neliniare cu diode la o bornă obişnuită de intrare a amplificatorului operaţional.

1.2 *Generatorul universal de funcţii*

Generatorii de funcţii cu diode realizează, după cum se ştie, aproximarea funcţiei date prin segmente de dreapta. În consecinţă, dacă funcţia dată are forma:

$$e_{0p} = f(e_i) \qquad (5)$$

forma funcției pe care o va realiza generatorul este [3]:

$$e_{0p} = e_0 + a_0 e_i + \sum_{j=1}^{n} b_j (e_i - E_{bj}) \tag{6}$$

unde e_0 și a_0 sînt constante,

$$b_j = \begin{cases} 0 & \text{pt. } e_i \leqslant E_{bj} \\ B_j = const. & \text{pt. } e_i > E_{bj} \end{cases} \tag{7}$$

iar E_{bj} este valoarea tensiunii e_i la începutul segmentului j de divizare a axei absciselor.

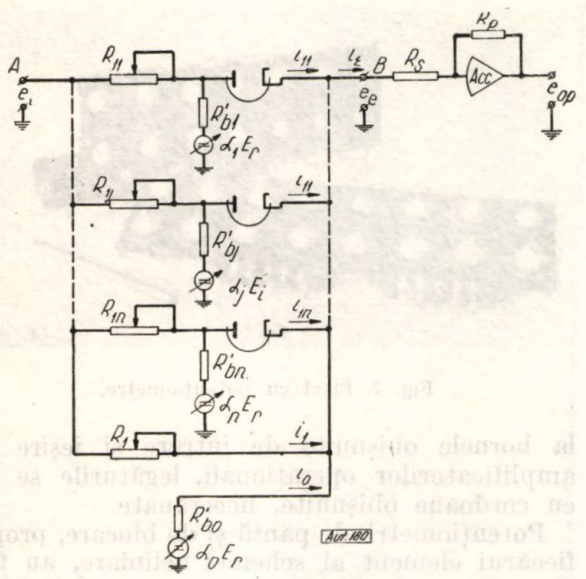


Fig. 5. Schema echivalentă de principiu a generatorului universal de funcții.

Determinarea expresiei funcției pe care o realizează generatorul, pe baza elementelor din schemă (fig. 5), se face în modul următor:

Curentul care trece prin rezistența R_s este egal cu suma curenților prin elementele schemei:

$$i_\Sigma = \sum_{j=1}^{n} i_{1j} + i_1 + i_0 \tag{8}$$

Neglijînd rezistențele interioare ale diodelor se poate scrie

$$i_{1j} = \begin{cases} 0 & \text{pt. } (e_i - e_e) A_{1j} + (\alpha_j E_r - \\ & - e_e) A'_{bj} \leqslant 0 \\ (e_i - e_e) A_{1j} + (\alpha_j E_r - e_e) A'_{bj} & \text{pt. } (e_i - e_e) \\ A_{1j} + (\alpha_j E_r - e_e) A'_{bj} > 0 & \end{cases} \tag{9}$$

iar pentru expresiile celorlalți curenți din schemă se obține:

$$\begin{aligned} i_0 &= (\alpha_0 E_r - e_e) A'_{b0} \\ i_1 &= (e_i - e_e) A_1 \\ i_\Sigma &= e_e A_s \end{aligned} \tag{10}$$

Înlocuind în relația (8) expresiile (9) și (10) rezultă în cele din urmă pentru tensiunea de ieșire din schema neliniară expresia:

$$e_e = \frac{\left(\alpha_0 A'_{b0} + \sum_{j=1}^{n} \alpha_j A'_{bj}\right) E_r + \left(A_1 + \sum_{j=1}^{n} A_{1j}\right) e_i}{A_s + A'_{b_0} + A_1 + \sum_{j=1}^{n} \left(A_{1j} + A'_{bj}\right)} \tag{11}$$

iar pentru tensiunea de ieșire din generator expresia:

$$e_{0p} = -\frac{A_s}{A_r} \frac{\left(\alpha_0 A'_{b_0} + \sum_{j=1}^{n} \alpha_j A'_{bj}\right) E_r + \left(A_1 + \sum_{j=1}^{n} A_{1j}\right) e_i}{A_s + A'_{b_0} + A_1 + \sum_{j=1}^{n} (A_{1j} + A'_{bj})} \tag{12}$$

unde:

$$A_s = \frac{1}{R_s},\ A_r = \frac{1}{R_r},\ A'_{b_0} = \frac{1}{R'_{b_0}},\ A_1 = \frac{1}{R_1},$$

$$A_{1j} = \frac{1}{R_{1j}},\ A'_{bj} = \frac{1}{R'_{bj}}. \tag{13}$$

În literatură [3] se afirmă că scheme a căror funcționare este descrisă de relații de forma (12), în care valoarea numitorului se modifică cu modificarea numărului de elemente cu diode în stare de conducere, nu pot să fie folosite decît prin adăugarea unui amplificator și a unei reacții pozitive. În realitate, acest lucru nu este necesar, ceea ce se demonstrează arătînd că expresia (12) reprezintă o funcție fără discontinuități de speța a doua în punctele de discontinuitate a pantei, $e_i = E_{bj}$, exact ca și expresia (6). Aceasta înseamnă că ordonatele calculate într-un punct oarecare de discontinuitate a pantei $e_i = E_{bk}$, cu expresia funcției valabilă la stînga acestui punct și cu expresia valabilă la dreapta lui, trebuie să fie egale. Pentru a arăta acest lucru se consideră, pentru simplificare, cazul:

$$A_s = A_r \tag{14a}$$

și deci

$$e_{0p} = -e_e \tag{14b}$$

Din formula (12) se obține:

$$E_{0p\,k-} = -\frac{\left(\alpha_0 A'_{b_0} + \sum_{j=1}^{k-1} \alpha_j A'_{bj}\right) E_r + \left(A_1 + \sum_{j=1}^{k-1} A_{1j}\right) E_{b\,k}}{A_s + A'_{b0} + A_1 + \sum_{j=1}^{k-1} (A_{1j} + A'_{bj})} \tag{15}$$

$$E_{0p\,k+} = -\frac{\left(\alpha_0 A'_{b_0} + \sum_{j=1}^{k} \alpha_j A'_{bj}\right) E_r + \left(A_1 + \sum_{j=1}^{k} A_{1j}\right) E_{b\,k}}{A_s + A'_{b_0} + A_1 + \sum_{j=1}^{k} (A_{1j} + A'_{bj})}. \tag{16}$$

Expresia (16) poate fi scrisă sub forma:

$$E_{0p\,k+} = E_{0p\,k-} - \frac{(E_{bk} + E_{0p\,k+})\,A_{1k} + (\alpha_k E_r + E_{0p\,k+})\,A'_{bj}}{A_s + A'_{b_0} + A_1 + \sum_{j=1}^{k-1} (A_{1j} + A'_{bj})} \qquad (17)$$

Conform relației (9), numărătorul fracției din membrul al doilea al relației (17) este tocmai expresia curentului prin dioda elementului k, în punctul de blocare a acestui element $e_i = E_{bk}$, și are în consecință valoarea zero. Rezultă:

$$E_{0p\,k+} = E_{0p\,k-} \qquad (18)$$

Formula (12) se poate generaliza, dacă este necesar, atît pentru cazul că la intrarea unora dintre elemente se aplică o tensiune egală și de semn contrar cu tensiunea de intrare în celelalte elemente, cît și pentru cazul că unele dintre diode sînt conectate cu catodul spre intrare.

2. Realizarea constructivă a generatorului universal de funcții

În cele ce urmează se descrie numai realizarea constructivă a schemei neliniare cu diode, deoarece amplificatorul operațional cu care se cuplează aceasta poate fi de orice tip și nu necesită nici o modificare pentru a putea fi utilizat în cadrul generatorului de funcții.

Schema neliniară a fost concepută cu 7 diode duble de tipul 6×6C. Acest număr de diode permite generarea de funcții, chiar de o formă relativ complicată, cu o eroare mai mică de 1÷2%, ceea ce corespunde cu eroarea celorlalte unități ale calculatorului analogic I.F.A. Cluj.

În realizarea constructivă a schemei neliniare s-au adoptat unele soluții menite să lărgească posibilitățile uzuale ale generatorilor de funcții cu diode. Astfel, ținînd seama că

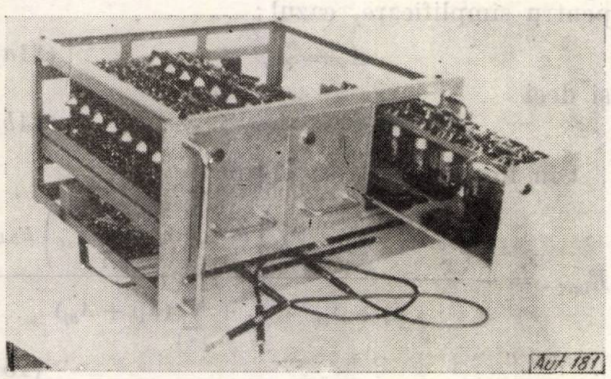


Fig. 6. Generatorii universali de funcții ai calculatorului analogic I.F.A. Cluj: unitățile neliniare cu diode.

pentru generarea funcțiilor monotone cu o eroare de cca. 1% sînt suficiente în mod obișnuit 7÷9 elemente, schema neliniară cu diode a fost despărțită în două părți, avînd fiecare posibilitatea de a lucra separat; o parte conține 3 diode duble, iar cealaltă parte 4 diode duble. Prin aceasta, pentru un anumit tip de probleme, numărul generatorilor a fost practic dublat. Calculatorul analogic I.F.A. Cluj dispune în prezent de 6 astfel de unități funcționale independente, grupate două cîte două într-o unitate constructivă. Fiecare unitate constructivă este conectată prin contacte baionetă, iar intrările și ieșirile se fac prin rigletele de interconexiune încorporate (fig. 6). Datorită faptului că schema neliniară cu diode se leagă

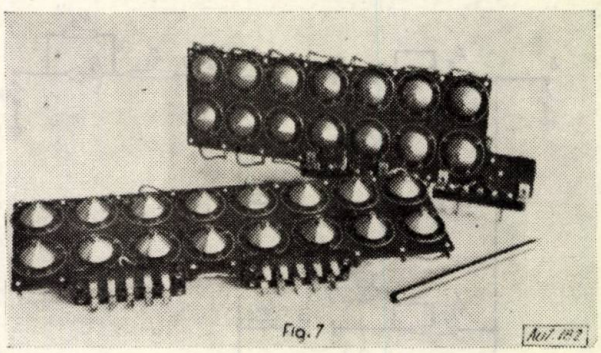


Fig. 7. Plăci cu potențiometre.

la bornele obișnuite de intrare și ieșire ale amplificatorilor operaționali, legăturile se fac cu cordoane obișnuite, neecranate.

Potențiometrii de pantă și de blocare, proprii fiecărui element al schemei neliniare, au fost grupați pe două plăci de textolit conectate prin contacte baionetă. Fiecare potențiometru are o scară gradată pentru reproducerea ușoară a funcțiilor (fig. 7). Această soluție constructivă

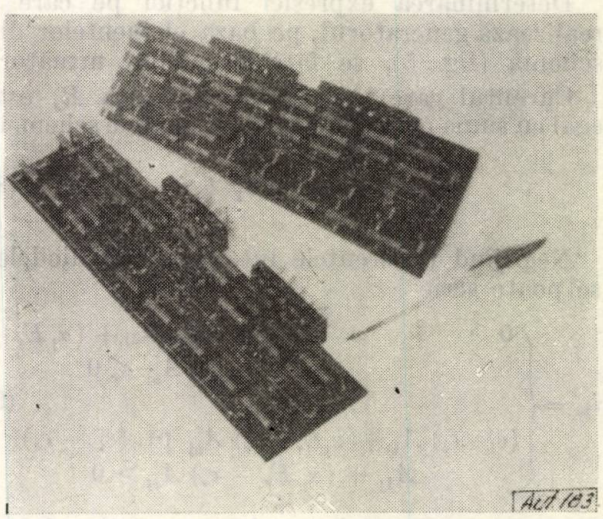


Fig. 8. Plăci de funcții fixe.

a fost aleasă pentru a se da posibilitatea înlocuirii plăcilor cu potențiometri prin plăci cu rezistențe și divizori rezistivi ficși, proprii unei anumite funcții mai des întîlnite, ca pătrat sau logaritm (de exemplu figura 8). În felul

acesta, prin simpla înlocuire a unei plăci de textolit, generatorul poate trece de la o funcţie la alta fără a mai fi necesară nici o reglare.

Pe plăcile de textolit, în dreptul potenţiometrilor de pantă şi a celor de blocare, sînt montate oeze, astfel încît fiecare element al schemei poate fi cuplat atît pe intrarea $+e_i$, cît şi pe intrarea $-e_i$, respectiv pe tensiunea de referinţă de +100 V sau −100 V. Trecerea de la o situaţie la alta se face prin deslipirea şi lipirea unui fir flexibil, în funcţie de necesităţi.

Prin folosirea unui număr dublu de socluri, faţă de numărul tuburilor, s-a creat şi posibilitatea inversării fiecărei diode duble în schemă, astfel încît cele 14 diode simple pot fi conectate în trei moduri diferite :

a) toate diodele cu anodul spre intrare;
b) toate diodele cu catodul spre intrare;
c) un număr par de diode cu anodul spre intrare şi un număr par de diode cu catodul spre intrare.

Aceste soluţii constructive au drept consecinţă posibilitatea generării de funcţii de

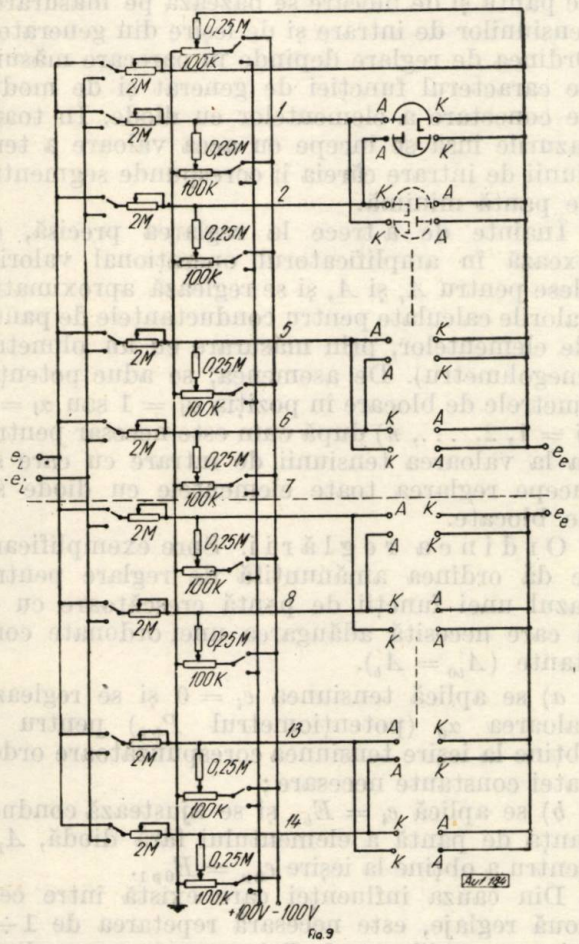


Fig. 9. Schema generală de principiu a unităţii neliniare cu diode.

orice formă în oricare din cele patru cadrane, trecerea de la o situaţie la alta fiind foarte simplă.

Figura 9 înfăţişează schema generală de principiu a unităţii neliniare cu diode a generatorului universal de funcţii.

Ca anexe ale calculatorului analogic, în partea inferioară, sub şasiurile celor trei unităţi, sînt prevăzute 6 diode duble de tipul 6×6C pentru realizarea diferitelor tipuri de neliniarităţi uzuale în calculul analogic. Conexiunile la aceste diode se fac tot prin rigletele de interconexiune încorporate.

Tensiunea de referinţă E_r, necesară funcţionării schemei neliniare, este furnizată de doi redresori stabilizaţi (cu o stabilizare mai bună decît 1 : 200 şi o rezistenţă interioară mai mică decît 6 Ω), respectiv de +100 V şi −100 V, la 80 mA fiecare. Aceeaşi unitate conţine şi alimentarea filamentelor diodelor, care este stabilizată cu bareteri.

3. Metodica realizării unei funcţii date

În cele ce urmează, se vor aminti foarte succint etapele care se găsesc descrise în literatură, nefiind specifice schemei adoptate, şi se va insista numai asupra etapelor care prezintă particularităţi determinate de această schemă.

Se menţionează de la început că metodica găsită ca fiind cea mai indicată pentru schemele de tipul schemei adoptate constă în calcularea aproximativă a anumitor valori ale schemei, urmată de reglarea experimentală precisă a tuturor valorilor schemei.

Pornind de la funcţia de realizat,

$$e_{0p} = f(e_i), \tag{19}$$

eroarea admisibilă în volţi, ε, şi valorile absolute maxime $|e_{0p}|_M$ şi $|e_i|_M$, se realizează divizarea axei absciselor prin una din metodele cunoscute [4]. Se obţin astfel abscisele capetelor segmentelor de aproximare, $e_i = E_{bj}$ ($j = 0, 1, \ldots, n$). Pe baza relaţiei (19) se calculează ordonatele corespunzătoare,

$$E_{0pj} = f(E_{bj}), \tag{20}$$

iar cu relaţia :

$$S_{ej} = \left| \frac{E_{0pj+1} - R_{0pj}}{E_{bj+1} - E_{bj}} \right| \tag{21}$$

se calculează pantele segmentelor de aproximare, în valori absolute.

Dacă raportul dintre panta maximă şi panta minimă care se obţin din acest calcul este de cel mult 20÷30, funcţia dată va putea fi generată fără ca pentru rezistenţele din schemă să fie necesare valori exagerate.

Din forma funcţiei date şi cadranul în care trebuie realizată această funcţie rezultă, pe baza criteriilor cunoscute, modul de conectare a elementelor.

În continuare, se va presupune că numerotarea segmentelor este întotdeauna făcută astfel încît g să crească cu creșterea pantei segmentelor.

3.1 *Calculul aproximativ al schemei*

Calculul aproximativ se face cu ajutorul formulelor de mai jos, deduse din relațiile stabilite în capitolul 2 :

$$Y_{1j} = A_r S_{ej} \text{ pentru } j = 0, 1, \ldots, n \quad (22)$$

$$A_{1j} = \begin{cases} Y_{10} \dfrac{A_s + A'_{b_0}}{A_s - Y_{10}} & \text{pt. } j = 0 \\ \dfrac{a_{j-1} Y_{1j} - a_{j-1} A_s}{A_s - Y_{1j}} & \text{pt. } j = 1, 2, \ldots, n \end{cases}$$

și (23)

$$\alpha_j = \begin{cases} -\dfrac{A A_r E_{0p1} + A_{10} A_s E_{b1}}{A_s A'_{b_0} E_r} & \text{pt. } j = 0 \\ \dfrac{E_{bj} A_{1j} + E_{0pj} \dfrac{A_r}{A_s} (A_{1j} + A'_b)}{A'_b E_r} & \text{pt. } j = 1, 2, \ldots, n \end{cases} \quad (24)$$

unde Y_{1j} reprezintă conductanța echivalentă dintre intrarea generatorului și intrarea în amplificatorul de curent continuu al amplificatorului operațional, pentru segmentul j,

$$a_{j-1} = \begin{cases} A + A'_b & \text{pentru } j = 1 \\ a_{j-1} + A_{1j-1} + A'_b & \text{pentru } j = 2, 3, \ldots, n \end{cases} \quad (25)$$

$$a_{j-1} = \begin{cases} A_{10} & \text{pentru } j = 1 \\ A_{j-1} + A_{1j-1} & \text{pentru } j = 2, 3, \ldots, n \end{cases} \quad (26)$$

iar în relația (24) se alege semnul tensiunii E_r astfel încît pentru α_j să se obțină valori pozitive.

În aceste formule s-au folosit, pe lîngă notațiile din figura 5 și relațiile (13) și (21), notațiile :

$$A_{10} = A_1 \quad (27)$$

$$A = A_s + A'_{b_0} + A_{10} \quad (28)$$

De asemenea, s-a presupus că rezistențele de protecție R'_{bj} sînt egale, deci :

$$A'_{bj} = A'_b = \text{cost. pentru } j = 1, 2, \ldots, n. \quad (29)$$

O r d i n e a c a l c u l u l u i este următoarea :

a) se alege una dintre valorile disponibile în amplificatorul operațional pentru conductanța A_r, astfel încît valorile Y_{1j}, calculate cu formula (22), să fie cuprinse aproximativ între $10^{-7} \div 4.10^{-6}$ mho (s-a lucrat cu $A_r = 10^{-6}$ mho) ;

b) se alege una dintre valorile disponibile în amplificatorul operațional pentru conductanța A_s, astfel încît $A_s > A_r$ și $A_s > Y_{An}$ (s-a lucrat cu $A_s = 10^{-6}$ mho) ;

c) după cum este sau nu este necesară adăugarea unei ordonate constante, se consideră $A'_{b0} = A'_b$, respectiv $A'_b = 0$;

d) cu formula (23) se calculează, pentru $j = 0$, conductanța de pantă a elementului fără diodă, A_{10}, iar pentru $j = 1, 2, \ldots, n$, conductanțele de pantă ale elementelor cu diodă, $A_{11}, \ldots, A_{1n}$.

Valorile conductanțelor se consideră admisibile dacă sînt cuprinse aproximativ între $10^{-7} \div 2.10^{-5}$ mho. În caz contrar, se aleg alte valori pentru A_r și A_s și se reface calculul ;

e) cu relația (24) se verifică îndeplinirea condiției obligatorii :

$$\alpha_j \leqslant 1 \text{ pentru } j = 0, 1, \ldots, n.$$

Dacă aceasta este încălcată, trebuie refăcut calculul pornind de la alte valori A_r și A_s. În caz că nu este încălcată, se trece la reglarea precisă a schemei.

3.2 *Reglarea precisă a schemei*

Metodica reglării precise a potențiometrelor de pantă și de blocare se bazează pe măsurarea tensiunilor de intrare și de ieșire din generator. Ordinea de reglare depinde în oarecare măsură de caracterul funcției de generat și de modul de conectare a elementelor cu diode. În toate cazurile însă se începe cu acea valoare a tensiunii de intrare căreia îi corespunde segmentul de pantă minimă.

Înainte de a trece la reglarea precisă, se fixează în amplificatorul operațional valorile alese pentru A_r și A_s și se reglează aproximativ valorile calculate pentru conductanțele de pantă ale elementelor, prin măsurare cu un ohmetru (megohmetru). De asemenea, se aduc potențiometrele de blocare în poziția $\alpha_j = 1$ sau $\alpha_j = 0$ ($j = 1, 2, \ldots, n$) după cum este necesar pentru ca la valoarea tensiunii de intrare cu care se începe reglarea toate elementele cu diode să fie blocate.

O r d i n e a r e g l ă r i i. Spre exemplificare se dă ordinea amănunțită de reglare pentru cazul unei funcții de pantă crescătoare cu e_i și care necesită adăugarea unei ordonate constante ($A'_{b0} = A'_b$).

a) se aplică tensiunea $e_i = 0$ și se reglează valoarea α_0 (potențiometrul P_{b0}) pentru a obține la ieșire tensiunea corespunzătoare ordonatei constante necesare ;

b) se aplică $e_i = E_{b1}$ și se ajustează conductanța de pantă a elementului fără diodă, A_{10}, pentru a obține la ieșire $e_{0p} = E_{0p1}$.

Din cauza influenței care există între cele două reglaje, este necesară repetarea de $1 \div 2$ ori a operațiilor *a*, *b*. Prin aceasta s-a realizat segmentul $j = 0$;

c) se aplică $e_i = E_{b1}$ și se reglează valoarea α_1 (potențiometrul de blocare P_{b1}) pentru ca elementul $j = 1$ să se deblocheze în acest punct ;

d) se aplică $e_i = E_{b2}$ şi se ajustează conductanţa de pantă a primului element cu diodă, A_{11}, pentru a se obţine la ieşire $e_{0p} = E_{0p2}$;

e) se aplică din nou $e_i = E_{b1}$ şi se ajustează valoarea α_1, pentru a se obţine $e_{0p} = E_{0p1}$.

Din aceleaşi motive ca mai sus, este necesară repetarea de $1 \div 2$ ori a operaţiilor *d*, *e*. Prin aceasta s-a realizat segmentul $j = 1$.

În continuare, operaţiile *c*, *d*, *e* se repetă pentru restul segmentelor, $j = 2, 3, \ldots, n$. Ca rezultat, generatorul este gata pentru utilizare.

Dacă este de presupus că funcţia de generat va fi frecvent utilizată în viitor, se trece apoi la realizarea unei plăci de funcţie fixă. Pentru aceasta, după ce s-a reglat schema conform metodicii descrise mai sus, se măsoară cu un aparat de precizie valorile rezistenţelor fixate cu potenţiometrele de pantă şi de blocare. Se aleg apoi rezistenţe fixe (cîte $1 \div 2$ bucăţi care să formeze o rezistenţă de valoare dată) cu care se realizează valorile măsurate. Acestea se montează pe placa ce va servi la generarea „funcţiei fixe" respective.

4. Rezultate experimentale

Metodica de realizare a unei funcţii date, descrisă mai sus, a fost aplicată în practică pentru funcţiile pătrat, logaritm şi antilogaritm.

Spre exemplificare, se prezintă funcţia pătrat realizată sub forma de placă de funcţie fixă.

Datele iniţiale au fost :

$$e_{0p} = -0{,}01\, e_i^2 \qquad (30)$$

şi

$$\varepsilon = \begin{cases} \pm 0{,}25 \text{ V pentru} & e_i < 68 \text{ V} \\ \pm 0{,}4 \text{ V pentru } 68 \text{ V} < e_i < 86 \text{ V} \\ \pm 0{,}67 \text{ V pentru} & e_i > 86 \text{ V}. \end{cases} \qquad (31)$$

Din aceste date rezultă, ţinînd seama de metodica indicată, că pentru generarea funcţiei sînt necesare 7 elemente, dintre care unul fără diodă.

Rezultatele obţinute sînt date în tabela 1.

Din aceste rezultate, se vede că generatorul realizează funcţia pătrat cu o eroare mai mică de 1%.

Concluzii

Generatorul universal de funcţii, cu diode, prezentat în lucrarea de faţă, are avantajul de a putea fi realizat cu ajutorul oricărui amplificator operaţional obişnuit existent în calculatorul analogic, cuplarea schemei neliniare cu diode făcîndu-se prin intrările normale ale amplificatorului operaţional. Datorită acestui fapt, schema neliniară poate fi cuplată tot atît de bine cu un amplificator operaţional sau cu unul integrator, după necesităţi, permiţînd în acest din urmă caz realizarea directă, cu un singur amplificator operaţional, a integralei funcţiei de generat.

Posibilităţile de utilizare a schemei neliniare descrise sînt mai largi decît cele examinate în lucrare, deoarece ea poate fi conectată nu numai la intrarea amplificatorului operaţional, ci şi în circuitul de reacţie al acestuia şi deci se poate aplica tehnica funcţiilor implicite. Evident că pentru aceasta este nevoie de o modificare, cu totul neînsemnată de altfel, a amplificatorului operaţional şi anume asigurarea posibilităţii de a intercala un montaj exterior între ieşirea amplificatorului operaţional şi rezistenţa lui de reacţie.

Datorită soluţiilor constructive adoptate, generatorul prezintă atît caracter universal, cît şi specializat, respectiv generarea cu ajutorul plăcilor de funcţii fixe.

Din punct de vedere teoretic, lucrarea aduce o contribuţie originală prin demonstrarea matematică şi practică a posibilităţii de utilzare a schemelor neliniare de tipul adoptat, infirmînd opinia admisă în literatura de specialitate, care a stat la dispoziţia autorilor, că pentru utilizarea acestor scheme este necesară adăugarea unui amplificator şi a unei reacţii pozitive.

Tabela 1

e_i (v)	5	10	15	20	25	30	35	40	45	50	55
$\varepsilon_{măs.}$ (V)	+ 0,226	− 0,02	− 0,394	− 0,274	− 0,398	− 0,66	− 0,36	− 0,302	− 0,51	− 0,384	− 0,29

urmare Tabela 1

e_i (V)	60	65	70	75	80	85	90	95	100	105
$\varepsilon_{măs.}$ (V)	− 0,08	− 0,2	− 0,24	− 0,05	− 0,08	− 0,71	− 0,2	+ 0,25	+ 0,22	− 0.17

BIBLIOGRAFIE

[1] Hăngănuţ M., Miron C.: *Calculator analogic de mică proporţie*, Probleme de automatizare, III, 1961, p. 109–126.

[2] Talanţev A. D.: *Proiectirovanie diodnîh funcţionalinîh preobrazovatelei* [Proiectarea transformatorilor funcţionali cu diode]. Avtomatika i telemehanika, *17* nr. 2, febr. 1956, p. 129–139.

[3] Kogan B. Ia: *Elektronnie modeliruiuşcie ustroistva i ih primenenie dlia issledovania sistem avtomaticeskovo regulirovania* [Dispozitivele electronice de modelat şi utilizarea lor în studiul sistemelor de reglare automată], Moscova Gosud. Izdat. Fiz-Mat. Literaturi, 1959, cap. V.

[4] Kogan B. Ia: Ibid.; cap. VI.

Ing. E. WEISMANN

Asupra proiectării elementului logic cu rezistenţe şi tranzistor

Schema elementară cu rezistenţe şi un tranzistor, cu mai multe intrări şi o ieşire, reprezentată în figura 1, a căpătat în ultimii ani o utilizare largă în instalaţii de comandă industriale [1] [2].

Schema, cunoscută şi sub numele de circuit *NICI* (engl. *NOR*), realizează funcţiile logice ale lui Sheffer, de mai multe variabile :

$$z = x_1 T x_2 T \ldots T x_n = \overline{x_1}, \ldots \overline{x_n} \qquad (1)$$

$$z = x_1 \perp x_2 \perp \ldots \perp x_n = \overline{x_1} + \ldots + \overline{x_n} \qquad (2)$$

Funcţia (1) se realizează dacă tensiunea negativă reprezintă semnalul 1 iar tensiunea nulă, semnalul 0. Funcţia (2) se obţine adoptînd convenţia inversă.

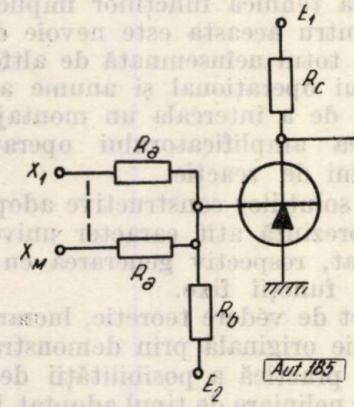


Fig. 1

Cu oricare din aceste funcţii se poate construi orice funcţie logică bivalentă [1] [3]. În consecinţă cu circuitul NICI folosit exclusiv, se poate construi orice schemă logică. Calculul circuitului este prezentat în [4] [5] [6].

În cele ce urmează se prezintă un mod de calcul care urmăreşte pe cel prezentat în [4] ţinînd însă seama şi de toleranţele componentelor şi influenţa unor curenţi neglijaţi acolo.

În urma calculelor numerice şi experimentărilor, s-a constatat influenţa foarte importantă a toleranţelor componentelor şi tensiunilor de alimentare şi a temperaturilor de funcţionare scăzute, asupra performanţelor circuitului.

Calculul schemei cu rezistenţă şi tranzistor

Performanţele schemei se caracterizează de obicei prin : M — numărul maxim admisibil de intrări x_i şi N — numărul maxim de intrări ale altor elemente, care se pot conecta la ieşirea z.

Schema fundamentală de conectare

Pentru scrierea formulelor de calcul se consideră schema generală de conectare (fig. 2). Tranzistorul T_1 este blocat iar T_2 în conducţie la saturaţie. Schema a fost limitată la

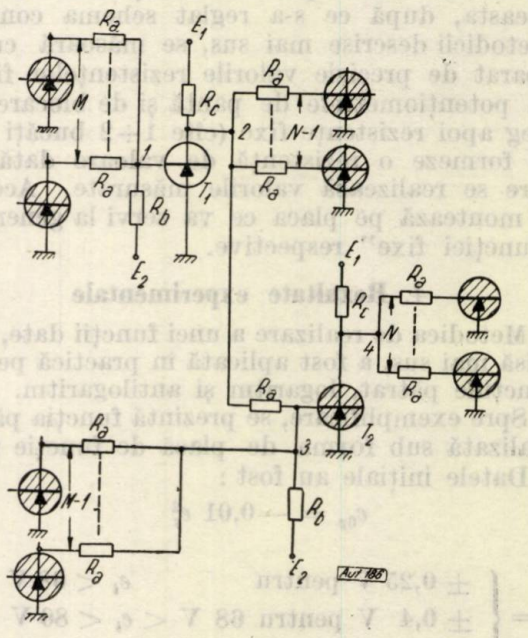


Fig. 2

puncte de impedanţă mică, unde s-au presupus generatoare echivalente de tensiune constantă. Se vor folosi ecuaţiile pe noduri.

Schema echivalentă la blocarea tranzistorului T_1

Considerăm schema (fig. 3).

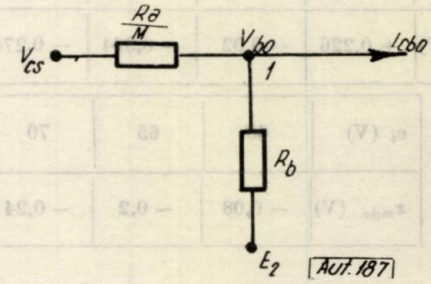


Fig. 3

Ecuaţia în nodul 1 :

$$I_{cb0} + \frac{V_{b0} - V_{cs}}{R_a} M = \frac{E_2 - V_{b0}}{R_b} \qquad (3)$$

şi condiţia de blocare

$$V_{b0} \geqslant V_{b0\,min}, \tag{4}$$

de unde rezultă

$$V_{b0} = \frac{R_a R_b}{MR_b + R_a}\left(\frac{E_2}{R_b} + \frac{MV_{cs}}{R_a} - I_{cb0}\right) - V_{c0min} \geqslant 0. \tag{5}$$

Schema echivalentă la saturarea tranzistorului T_2

Considerăm schema (fig. 4)* :

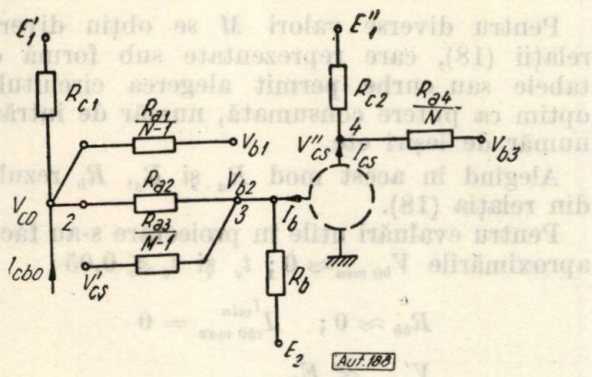


Fig. 4

În nodul 2 :

$$\frac{V_{c0} - E_1'}{R_{c1}} - I_{cb0} = N\frac{V_{b1} - V_{c0}}{R_{a1}}, \tag{6}$$

unde s-a aproximat : $V_{b2} = V_{b1}$ şi $R_{e2} = R_{21}$ ceea ce simplifică calculele şi impune condiţii mai grele circuitului.

În nodul 3 :

$$\frac{V_{b2} - V_{c0}}{R_{a2}} + \frac{V_{b2} - V_{cs}'}{R_{a3}}(M-1) = I_b + \frac{E_2 - V_{b2}}{R_b}. \tag{7}$$

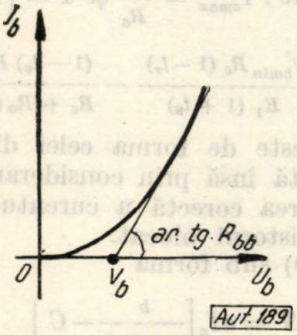


Fig. 5

În nodul 4 :

$$\frac{V_{cs}'' - E_1''}{R_{c2}} + \frac{V_{cs}'' - V_{b3}}{R_{a4}}N = I_{cs}. \tag{8}$$

* S-au adoptat notaţii diferite pentru R_a şi R_e după diferitele lor poziţii în schemă. Aceasta va permite alegerea situaţiei celei mai defavorabile în privinţa toleranţelor.

Vom aproxima caracteristica de intrare $f(U_b, I_b)_{U_c = ct} = 0$ ca în figura 5 şi obţinem pentru $V_b \leqslant V_b'$:

$$V_{b2} = V_b' - R_{bb}' I_b \tag{9}$$

Pentru saturare punctul de funcţionare trebuie să se găsească în stînga cotului caracteristicilor $I_c\ U_c$ pentru I_c dat (fig. 6).

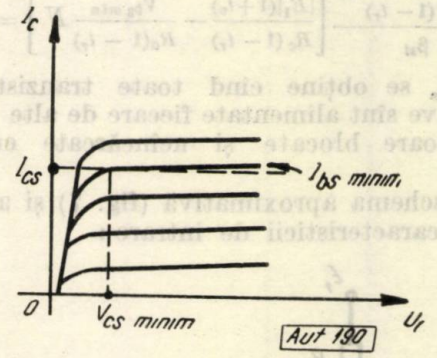


Fig. 6

Este deci necesar ca $V_{cs} \geqslant V_{cs\,min}$ adică $I_b \geqslant I_{b\,min}$ sau $I_b \geqslant \frac{I_{cs}}{\beta_{st}}$. (10)

Formulele fundamentale. Din relaţiile (6)...(10) se obţine :

$$\frac{V_b' - E_2}{R_b} + \frac{V_b' - V_{cs}'}{R_{a3}}(M-1) + \frac{V_b'}{R_{a2}} - \frac{\dfrac{NV_{b1}}{R_{a1}} + I_{cb0} + \dfrac{E_1}{R_{c1}}}{\dfrac{1}{R_{a2}}\left(\dfrac{1}{R_{c1}} + \dfrac{N}{R_{a1}}\right)} - \frac{\left[1 + R_{bb}'\left(\dfrac{1}{R_b} + \dfrac{1}{R_{a2}} + \dfrac{M-1}{R_{a3}}\right)\right]}{\beta_{st}}\left[\frac{V_{cs}'' - E_1''}{R_{c2}} + \frac{V_{cs}'' - V_{b3}}{R_{a4}}N\right] \geqslant 0. \tag{11}$$

Inegalităţile (5) şi (11) exprimă condiţiile de bună funcţionare a schemei. Condiţiile cele mai defavorabile se obţin cînd expresiile din stînga relaţiilor (5), (11) sînt minime.

Un parametru oarecare din expresii se va folosi cu valoarea maximă sau minimă, în cadrul toleranţelor, după cum derivata parţială a expresiei în raport cu parametrul este negativă, respectiv pozitivă. Procedînd astfel şi notînd toleranţele pentru tensiuni $\pm t_v$ şi pentru rezistenţe $\pm t_r$ se obţin din (5), (11) egalităţile pentru condiţii extreme :

$$\frac{R_a(1-t_r)\,R_b(1+t_r)}{MR_b(1+t_r) + R_a(1-t_r)}\left[\frac{E_2(1-t_v)}{R_b(1+t_r)} + \frac{V_{cs\,min}}{R_a(1-t_r)}M - I_{cb0\,max}^{I_{max}}\right] - V_{b0\,min} = 0, \tag{12}$$

$$\frac{V'_{b\,min} - E_2(1+t_v)}{R_b(1-t_r)} + \frac{V'_{b\,min}}{R_a}\left[\frac{M-1}{1-t_r} + \frac{1}{1+t_r}\right] + (1-t_r)\frac{\frac{|E_1|(1-t_v)}{1+t_r} - I_{cb0\,max}R_c}{R_a(1-t_r)+NR_c(R+t_r)} - \frac{1+\frac{R'_{bb\,max}}{R_a(1-t_r)}M}{\beta_{st}}\left[\frac{|E_1|(1+t_v)}{R_c(1-t_r)} - \frac{V_{b3\,min}}{R_a(1-t_r)}N\right] = 0 \quad (13)$$

$V_{b3\,min}$ se obţine cînd toate tranzistoarele respective sînt alimentate fiecare de alte $M-1$ tranzistoare blocate şi neîncărcate cu alte sarcini.

Din schema aproximativă (fig. 7) şi aproximarea caracteristicii de intrare :

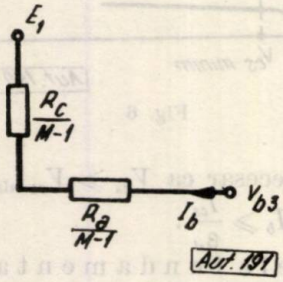


Fig. 7

$$f(V_{b3}, I_b)\,|\,I_{c=ct} = 0\,; \qquad V_{b3} = V'_b - I_b R''_{bb} \quad (14)$$

rezultă :

$$V_{b3min} = \frac{V'_{b\,min} + \frac{E_1(M-1)R''_{bb\,max}}{(R_c+R_a)(1-t_r)}(1-t_v)}{1+\frac{(M-1)R''_{bb\,max}}{(R_c+R_a)(1+t_r)}} \approx V'_{b\,min} + \frac{E_1(M-1)(1-t_v)R''_{bb\,max}}{(R_c+R_a)(1-t_r)}. \quad (15)$$

Proiectarea elementului logic

Ecuaţiile (12) şi (13) servesc la proiectarea circuitului.

Datele iniţiale sînt : t_r şi t_v după componentele şi sursele de alimentare alese, $V_{b0\,min}$, $V_{cs\,min}$, $I^{I_{max}}_{cb0\,max}$, $V'_{b\,min}$, $V''_{b\,min}$, β_{min}, $R'_{bb\,max}$, $R''_{bb\,max}$ caracteristice pentru cel mai prost tranzistor din lotul considerat şi la limita de temperatură cea mai defavorabilă pentru parametrul respectiv, şi E_1, E_2 tensiunile de alimentare nominale.

Înlocuind aceste date în (12) şi (13) rezultă relaţiile :

$$f_1(R_a, R_b, M) = 0 \quad (16)$$

$$f_2(R_a, R_b, M, N, R_c) = 0 \quad (17)$$

Alegînd M, din (16) se obţine : $R_b = R_b(R_a)$ (18)

care se înlocuieşte în (17) şi rezultă :

$$f(R_a, N, R_c) = 0 \quad (19)$$

Pentru diverse valori M se obţin diverse relaţii (18), care reprezentate sub formă de tabele sau curbe permit alegerea circuitului optim ca putere consumată, număr de intrări, număr de ieşiri etc.

Alegînd în acest mod R_a şi R_c, R_b rezultă din relaţia (18).

Pentru evaluări utile în proiectare s-au făcut aproximările $V_{b0\,min} \approx 0$; t_r şi $t_v \leqslant 0{,}05$;

$$R_{bb} \approx 0\,; \qquad I^{I_{min}}_{cb0\,max} = 0$$

$$V'_{b\,min} \ll E_2$$

şi a rezultat :

$$N = \frac{1-t_r}{1+t_v} I_{cmax}\left[\frac{\frac{1-t_v}{1+t_r}}{\frac{1+t_v+t_r}{1-t_v-t_r} I^{I_{max}}_{cb0max} - \frac{I}{R_a(1-t_r)}\left[M\left(V_{csmin}\frac{1+t_v+t_r}{1-t_v-t_r} + V'_{bmin}\right) - Z_{tr}V'_{bmin} + \frac{\frac{1-t_v}{1+t_r} - \frac{R_a}{|E_1|}}{+\frac{\alpha I_{cmax}(1+t_v)}{\beta_{min}(1-t_v)}}\right]}\right] \quad (20)$$

unde s-a notat : $I_{cmax} = \frac{E_1}{R_c}$ şi $\alpha = \left(1 + \frac{R'_{bb}}{R_a}M\right)\left[1 - N\left(\frac{V'_{bmin}R_c(1-t_r)}{E_1(1+t_v)} - \frac{(1-t_v)R''_{bb}R_c}{R_c+R_a(M-1)}\right)\right]$

Expresia este de forma celei din articolul [4] completată însă prin considerarea toleranţelor şi scrierea corectă a curentului prin R_b pentru tranzistorul blocat.

Scriind (20) sub forma

$$N = aI_c\left[\frac{b}{A+BI_c} - C\right] \quad (21)$$

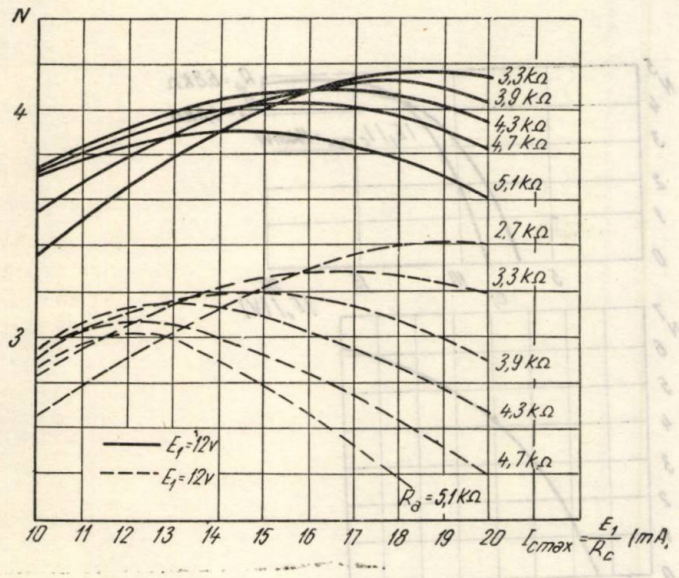
se obţine pentru R_a dat :

$$N_{max} = \frac{aC}{B}\left(\sqrt{\frac{b}{C}} - \sqrt{A}\right)^2 \quad (22)$$

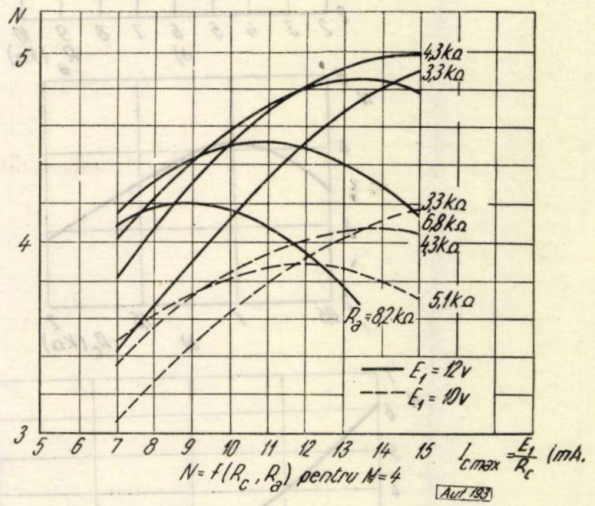
Formulele (21) şi (22) se pretează uşor la calcule numerice, două aproximări succesive fiind suficiente pentru a ţine seama de dependenţa lui B de N.

Consideraţii de proiectare rezultate din calcul

Pentru unele cazuri practice rezultatele calculelor sînt prezentate în graficele de mai jos (fig. 8).



a



b

Fig. 8

S-au ales : $t_v = t_r = 0{,}05$; $E_1 = 10$ V sau 12 V ; $\beta_{min} = 30$; $V_{cs\,min} = -0{,}20$ V ; $V'_{b\,min} = -0{,}3$ V ; $I_{cb0max}^{I_{max}} = 0{,}1$ mA ; ultimele stabilite experimental pe un număr de tranzistoare EFT 122, în limitele de temperatură : −15°C... ...+60°C.

Figura 8, *a* corespunde la $M = 5$ iar figura 8, *b* la $M = 4$.

După asemenea curbe se poate face alegerea unei scheme, urmînd să fie precizată prin calcule exacte.

Se poate observa că N are maxim şi la variaţia lui R_a şi a lui R_c. Valoarea pentru intersecţia maximelor nu satisface însă condiţiile de consum redus, de obicei importante. Se alege de aceea o soluţie de compromis.

Este vizibil că este avantajos să se folosească $|E_1|$ mai mare, pentru acelaşi N, aceasta ducînd la o micşorare a puterii consumate. $|E_1|$ este limitat superior pentru fiecare tip de tranzistor.

După cum se poate observa, pentru datele admise, cu greu se poate obţine o soluţie $M = 5$, $N = 4$ sau $M = 4$, $N = 5$, cea mai acceptabilă fiind probabil $M = 4$; $N = 4$. Este de remarcat că presupunînd $t_v = t_r = 0$ se obţine soluţia $M = 5$; $N = 7$. Deci toleranţe de ± 5 % micşorează simţitor posibilităţile circuitului.

În figura 9, *a*...*g* se ilustrează influenţa variaţiei diverşilor parametri în jurul valorilor alese pentru un alt circuit calculat, asupra valorii lui N.

Asupra lui M au influenţă însemnată β_{min}, V_{bmin}, R_{bmax} care trebuie măsurate la temperatura cea mai scăzută de funcţionare şi pentru cel mai prost tranzistor din lotul considerat.

Pentru acoperirea variaţiilor parametrilor schemei în timp, şi dispersiilor valorilor neluate în consideraţie în detaliu se obişnuieşte să se micşoreze $\beta_{st\,min}$ de calcul de 1,5...2 ori faţă de valoarea măsurată, adoptînd în acest mod un coeficient de siguranţă pentru schemă.

Alegerea limitelor de funcţionare ale tranzistorului se face pe caracteristicile (U_c, I_c) la $I_b = \text{const.}$, tensiunea de alimentare se alege mai mică decît tensiunea maximă admisă de utilizările prevăzute pentru schemă, iar curentul maxim este determinat de puterea maximă consumată admisă.

R'_{ab} şi V'_b se deduc din caracteristica (V_b, I_b) pentru $V_c = V_{cs}$ iar R''_{bb}, V''_b din caracteristica (V_b, I_b) pentru $I_c = I_{cmax}$ şi $V_c < V_{cs}$, la temperatura minimă de funcţionare. I_{cb0} se măsoară la $V_c = E_1$, $T = 25$°C, calculînd $I_{cb0}^{I_{max}}$ cu formula :

$$I_{cb0}^{I_{max}} = I_{cb0}^{25°C} \cdot 2^{\frac{I_{max} - 25°C}{9}}$$; β_{st} se măsoară la $V_c = V_{cs}$; $I_c \leqslant I_{cmax}$ şi temperatura minimă de funcţionare.

Consideraţiile de putere disipată în tranzistor sînt făcute în [4] [6] de unde rezultă că de obicei puterea disipată nu limitează posibilităţile circuitului.

Verificarea experimentală

În afara experimentărilor pe mai multe tranzistoare şi circuite, făcute la temperaturile limită de funcţionare, s-a construit schema simplă din figura 10. Toate rezistenţele şi tensiunile indicate fiind variabile în limite de ± 5 %.

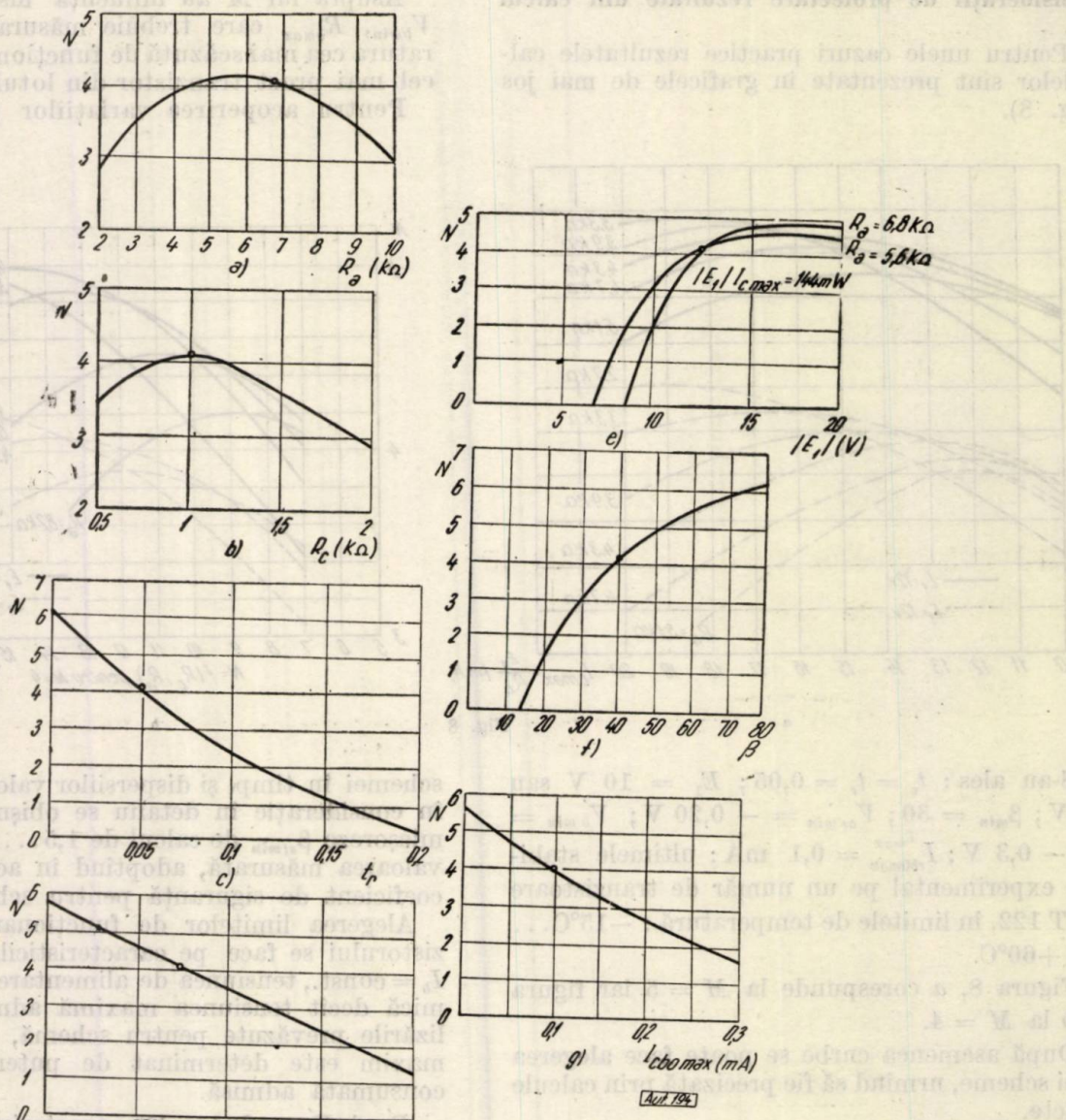


Fig. 9

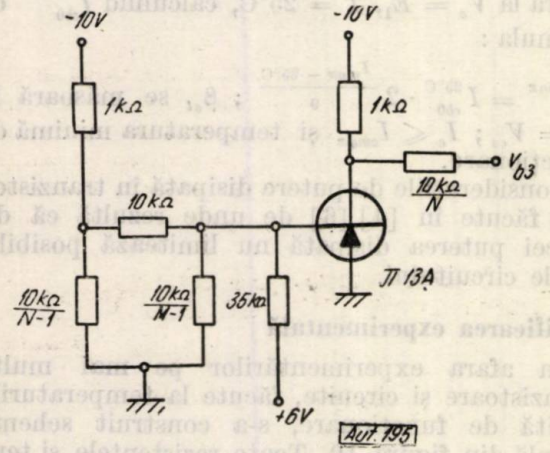


Fig. 10

Tranzistorul a fost măsurat complet la 25°C. S-a calculat cazul cel mai defavorabil pentru : $I_{cb0max} = 3\mu A$, $V_{cbmin} = -0{,}25$ V ; $V'_h = -0{,}25$ V ; $R_{bb} = 150\ \Omega$, $\beta_{st} = 53$, $t_r = t_v = 0{,}05$ şi $M = 5$, găsind : $N = 6{,}4$.

În schemă s-au stabilit toleranţele pentru cazul cel mai defavorabil. S-a măsurat pentru $N = 6$: $V_c = -0{,}22$ V iar pentru $N = 7$: $V_c = -0{,}92$ V, adică verificarea calitativă şi destul de precis şi cantitativă a calculelor.

Concluzii

Calculele numerice, verificarea experimentală şi datele obţinute prin experimentare pe un număr de tranzistoare justifică întreprin-

derea calculării exacte a circuitului *NICI*, ţinînd seama de toleranţe şi limitele de funcţionare.

Odată precizate posibilităţile acestui circuit, proiectantul de scheme poate să-l utilizeze şi în condiţii diferite pentru M şi N, ţinînd seama că nu totdeauna toate M intrări şi N ieşiri sînt folosite. Reguli simple permit majorarea lui N cînd M_{max} se micşorează.

În caz de nevoie M se poate mări considerabil prin combinaţie de scheme *NICI*, iar N cu ajutorul etajelor cu colector comun.

BIBLIOGRAFIE

[1] Kellett P.: *The Elliott Sheffer Stroke Static Switching System.* Electronic Engineering, *32*, nr. 391, sept. 1960, p. 534–539.

[2] Gauvin M.: *Les Relais Statiques a Transistors „Logistor".* L'Onde Electrique, vol *11*, nr. 403, oct. 1960, p. 673–683.

[3] Moisil Gr.: *Teoria algebrică a circuitelor cu tranzistoare,* Bucureşti, 1962.

[4] Rowe W. D., Royer G. H.: *Transistor NOR Circuit Design.* Communications & Electronics, vol. 30, nr. 31, iulie 1957 p. 263–267.

[5] Pressman, A.: *Design of Transistorized Circuits for Digital Computers.* New York, Ed. John Wiley, 1959.

[6] Trampel K. M.: *Designing NOR Circuits for maximum Reliability.* Electronics, 34, nr. 22, 2 iunie 1961, p. 46–48.

Ing. ULRICH WIENER

Unele consideraţii privind tratarea informaţională a proceselor de măsurare

În rîndul remarcabilelor rezultate ştiinţifice obţinute în ultimul deceniu, un loc important îl ocupă „teoria generalizată a transmiterii informaţiilor în maşini şi organisme".

Generarea, transmiterea, recepţionarea şi conservarea unor semnale purtătoare ale unui mesaj constituie procese de extremă generalitate, întîlnite într-o multitudine de fenomene din cele mai variate atît ca formă, cît şi ca conţinut.

Meritul lui C. E. Shannon [1] şi al celorlalţi creatori ai „teoriei informaţiei" constă, printre altele, şi în reliefarea generalităţii legilor care guvernează aceste procese, fie că este vorba de transmiterea informaţiilor în cadrul unei convorbiri telefonice, de transmiterea unui mesaj privind rezultatul măsurării unui parametru tehnologic, sau de o transmitere a informaţiilor necesare pentru autocontrolul intensităţii glasului nostru.

Procesele de măsurare sînt prin esenţa lor procese de informare. Scopul oricărei măsurări constă în obţinerea unor informaţii cantitative despre obiectul supus măsurării. Cu toate acestea, mijloacele extrem de eficiente de analiză cantitativă a sistemelor de informare elaborate de teoria informaţiei sînt încă mult prea puţin folosite pentru analiza proceselor de măsurare.

O dovadă a acestei afirmaţii constă, spre exemplu, în aceea că lucrările mai valoroase privind probleme de sinteză a măsurărilor electrice apărute în ultimii ani [2], [3], [4], [5] nu abordează tratarea informaţională a proceselor de măsurare.

Majoritatea materialelor apărute pe această temă [6], [7], [8], [9], [10], sub formă de articole, se referă la sisteme de telemăsurare.

Fiind profund convinşi că elementele teoriei informaţiei trebuie să devină componente structurale ale teoriei moderne a măsurărilor, considerăm oportună trecerea în revistă a unora din problemele pe care le ridică tratarea informaţională a proceselor de măsurare.

Pentru simplificarea raţionamentelor, discuţia va fi exemplificată prin procese directe de măsurare realizate cu aparate analogice de măsurat cu lectura directă a rezultatelor. Această particularizare nu scade însă posibilitatea generalizării anumitor concluzii. Trebuie subliniat, că analiza informaţională a proceselor de măsurare realizate cu aparatură digitală comportă o serie de elemente specifice asupra cărora cadrul prezentului articol nu ne permite să insistăm. Considerăm, însă, utilă în viitor o revenire în acest sens.

1. Încadrarea informaţională a proceselor de măsurare

După cum se ştie, schema de principiu a sistemelor de transmitere a informaţiilor are următoarea structură (fig. 1). Sursa de informaţii emite mesajul, care, prin intermediul codificatorului, este transformat într-un semnal

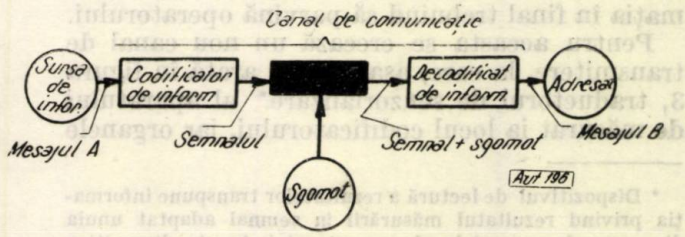


Fig. 1. Schema transmiterii mesajelor într-un sistem de comunicaţie.

adaptat pentru transmitere pe canalul de comunicaţie. Pe canal semnalul se atenuează şi se distorsionează, iar sursele de perturbaţii introduc, de regulă, în semnal componente parazitare definite generic prin noţiunea preluată

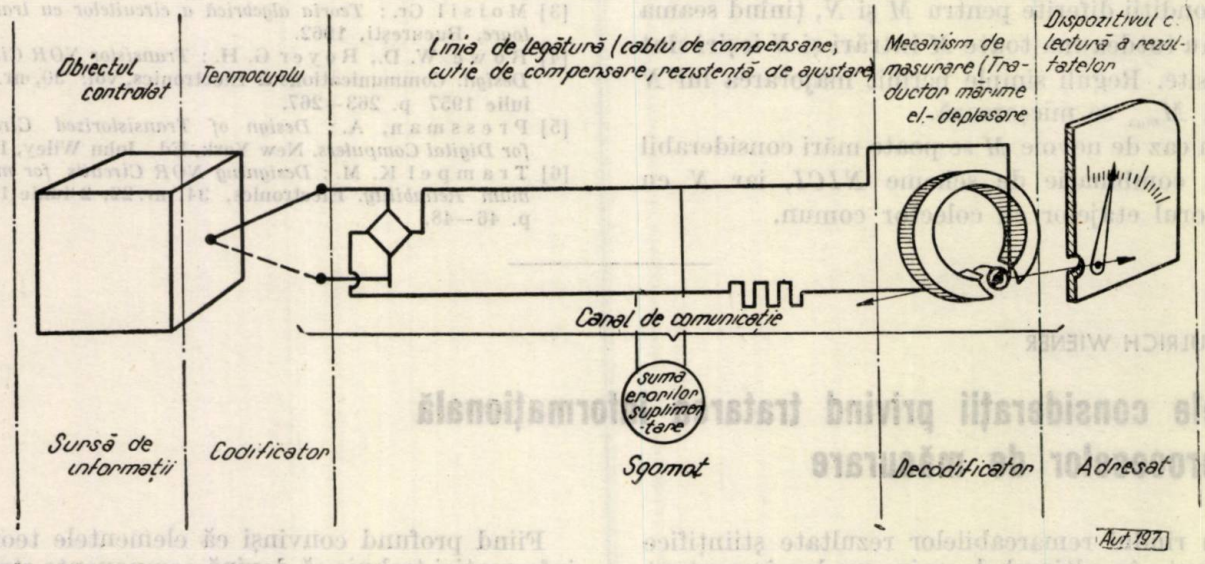


Fig. 2. Schema transmiterii mesajelor în cadrul unui proces de măsurare pe porţiunea obiectul controlat-dispozitivul de lectură a rezultatelor.

din radiotelecomunicaţii de „zgomote". La celălalt capăt al canalului, decodificatorul converteşte semnalul în mesaj şi îl transmite adresatului.

În cazul unui proces de măsurare, corespondenţa dintre elementele de mai sus şi componentele prin intermediul cărora se realizează măsurarea este uşor de stabilit. Spre exemplu, în cazul măsurării temperaturii prin intermediul unui ansamblu pirometric bazat pe termocuplu şi milivoltmetru (fig. 2), sursa de informaţii este constituită de obiectul controlat, termocuplul îndeplineşte rolul codificatorului, linia de legătură dintre termocuplu şi instrument formează canalul de comunicaţie, iar dispozitivul de măsurare, considerat ca traductor al unei mărimi electrice în deplasare unghiulară, constituie elementul decodificator.

Adresatul în acest caz este constituit de dispozitivul de lectură a rezultatelor măsurărilor. Analizînd ansamblul procesului de măsurare, observăm că, în fond, dispozitivul de lectură constituie doar un adresat intermediar, informaţia în final trebuind să parvină operatorului.

Pentru aceasta se creează un nou canal de transmitere, la care, aşa cum se arată în figura 3, traductorul de senzorializare* al aparatului de măsurat ia locul codificatorului, iar organele senzoriale ale operatorului iau locul elementului decodificator, legătura temporară vizuală creată cu ocazia recepţionării rezultatului măsurării între traductorul de senzorializare al aparatului de măsurat şi organul senzorial corespunzător al operatorului devine în acest caz componenta principală a canalului de comunicaţie. Pentru simplificarea analizei, cele două canale se pot trata separat, considerîndu-se sisteme de transmitere independente. Menţionăm, în acelaşi timp, că din punctul de vedere al calităţii metrologice a proceselor de măsurare, ambele canale prezintă o egală importanţă.

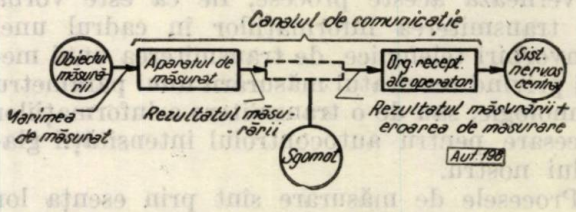


Fig. 3. Schema transmiterii mesajelor în cadrul unui proces de măsurare pe porţiunea obiectul măsurării-operator.

2. Caracteristici metrologice — caracteristici informaţionale

2.1. *Cantitatea de informaţie cuprinsă în rezultatul unei măsurări*

Pentru aprecierea cantităţii de informaţie, definiţia shannoniană foloseşte următoarele considerente :*

Se consideră informaţie numai conţinutul acelor mesaje, care ne furnizează cunoştinţe

* Dispozitivul de lectură a rezultatelor transpune informaţia privind rezultatul măsurării în semnal adaptat unuia din organele senzoriale ale operatorului. Aceste dispozitive comune tuturor aparatelor de măsurat le vom denumi traductoare de senzorializare.

* Pentru un studiu mai aprofundat vezi [11], [12], [13], sau [14].

noi. În consecinţă, recepţia unei informaţii trebuie să ducă la eliminarea unei necunoaşteri în domeniul la care se referă mesajul.

Bazat pe aceasta, cantitatea de informaţii cuprinsă într-un mesaj se consideră echivalentă cu proporţiile necunoaşterii, care dispare prin recepţia mesajului. Cu alte cuvinte, se foloseşte principiul caracterizării cantitative a cauzei prin efectele pe care le produce.

Pentru aprecierea „necunoaşterii" unui fenomen, teoria informaţiilor foloseşte concepte ale teoriei probabilităţilor. Orice fenomen, în privinţa evoluţiei sale se consideră caracterizat printr-o serie de stări posibile. Fiecărei stări îi este specifică o anumită probabilitate de apariţie. Gradul de necunoaştere apriorică a fenomenului, cu alte cuvinte, gradul de nedeterminare în evoluţia fenomenului este evident că va depinde de probabilităţile de apariţie ale tuturor stărilor posibile.

Pornind de la aceste elemente, Shannon propune ca măsură a nedeterminării fenomenului (şi implicit a cantităţii de informaţie) o expresie de forma* :

$$H = -\sum_{i=1}^{i=n} p_i \log_2 p_i ,$$

unde

p_i — este probabilitatea apariţiei fiecărei stări posibile.

Această expresie, datorită unei analogii nu numai formale cu noţiunea de entropie termodinamică în formulare statistică, a căpătat denumirea de entropie informaţională.

Expresia entropiei prezintă proprietăţi integral corelate cu reprezentările noastre intuitive despre informaţie. De exemplu, în cazul cel mai simplu al unei monede aruncate în sus, considerînd că probabilitatea apariţiei stemei q sau a inscripţiei p este aceeaşi $\left(q = p = \frac{1}{2}\right)$, obţinem o valoare a entropiei :

$$H_{(1/2,\,1/2)} = -\frac{1}{2}\log_2\frac{1}{2} - \frac{1}{2}\log_2\frac{1}{2} = 1$$

adică, cantitatea de informaţii obţinută în urma consumării evenimentului este de o unitate binară**. Pentru cazurile cînd probabilitatea celor două evoluţii nu este egală, adică $p \neq q$, variaţia valorii lui H este redată în graficul din figura 4.

Observăm că pentru $p = 0$, ca şi pentru $q = 0$, adică pentru cazurile în care rezultatul nu mai prezintă nici o incertitudine, $H = 0$, adică, cum este şi firesc, evoluţia evenimentului fiind aprioric conoscută, prin consumarea sa, nu se mai obţine nici o informaţie.

Determinarea cantităţii de informaţie implică delimitarea clară a stărilor posibile în evoluţia evenimentului studiat. Uneori evenimentul studiat are un caracter continuu. În acest caz, delimitarea stărilor posibile se realizează printr-o cuantizare imaginară a mărimii continue.

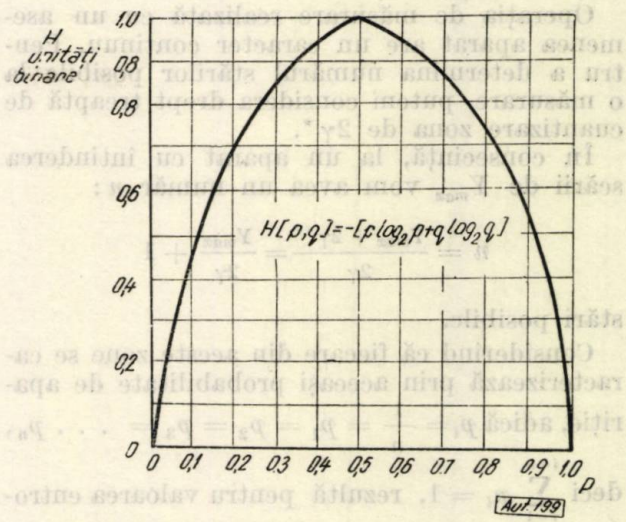


Fig. 4. Variaţia cantităţii de informaţie la un sistem cu două stări posibile în funcţie de probabilitatea apariţiei uneia din ele p.

Cuantizarea trebuie efectuată în aşa fel încît, pe de o parte, suma cuantelor să dea o rezultantă cît mai apropiată de mărimea continuă, iar pe de altă parte, fiecare cuantă să poată fi considerată o stare posibilă în evoluţia evenimentului studiat.

În cazul unor aparate analogice*** de măsurat cu lectură directă, evenimentul a cărui desfăşurare furnizează informaţia privitoare la rezultatul măsurării constă în stabilirea acului indicator în dreptul unui reper al scării gradate (fig. 5). Dacă aparatul indică just (eroarea de

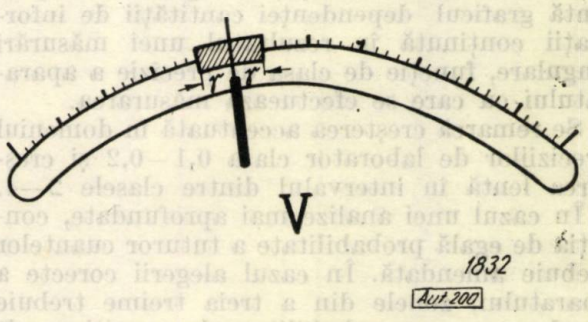


Fig. 5. Zonele posibile în cazul măsurării cu un aparat electric de lectură directă.

* Baza logaritmului folosit în definiţia lui H nu are importanţă principială. Baza 2 prezintă avantaje de calcul în majoritatea aplicaţiilor.

** În literatura străină, această unitate deseori se denumeşte *BIT* după Binary Digit (număr binar în engleză).

*** Aparat la care indicele mobil se deplasează analog cu mărimea măsurată în dreptul scării gradate.

măsurare nu depăşeşte pe cea tolerată), această poziţie va trebui să se încadreze într-o zonă de $\pm\gamma$ în jurul valorii efective, unde γ este eroarea tolerată a aparatului determinată pe baza clasei de precizie şi exprimată în aceleaşi unităţi ca şi mărimea de măsurat.

Operaţia de măsurare realizată cu un asemenea aparat are un caracter continuu. Pentru a determina numărul stărilor posibile la o măsurare, putem considera drept treaptă de cuantizare zona de 2γ *.

În consecinţă, la un aparat cu întinderea scării de Y_{max} vom avea un număr n:

$$n = \frac{Y_{max} + 2\gamma^{**}}{2\gamma} = \frac{Y_{max}}{2\gamma} + 1$$

stări posibile.

Considerînd că fiecare din aceste zone se caracterizează prin aceeaşi probabilitate de apariţie, adică $p_i = \frac{1}{n} = p_1 = p_2 = p_3 = \ldots p_n$, deci $\sum_{i=1}^{i=n} p_i = 1$, rezultă pentru valoarea entropiei sau pentru cantitatea de informaţie, furnizată de un aparat în urma unei măsurări, relaţia:

$$H = -\log_2 p_i \sum_{i=1}^{i=n} p_i = \log_2 \frac{1}{pi} =$$

$$= \log_2 \left(\frac{Y_{max}}{2\gamma} + 1 \right),$$

sau exprimînd pe γ în procente din domeniul de măsurare, se obţine:

$$H = \log_2 \left(\frac{100}{2\varepsilon} + 1 \right),$$

unde ε este clasa de precizie a aparatului.

Pe baza acestei relaţii, în figura 6 se prezintă graficul dependenţei cantităţii de informaţii conţinută în rezultatul unei măsurări singulare, funcţie de clasa de precizie a aparatului cu care se efectuează măsurarea.

Se remarcă creşterea accentuată în domeniul preciziilor de laborator clasa 0,1—0,2 şi creşterea lentă în intervalul dintre clasele 2—4.

În cazul unei analize mai aprofundate, condiţia de egală probabilitate a tuturor cuantelor trebuie amendată. În cazul alegerii corecte a aparatului, zonele din a treia treime trebuie ponderate cu o probabilitate de apariţie mult mai ridicată decît cele din prima treime a domeniului de măsurare.

* 2γ se adaugă în prima expresie la numărător, deoarece în principiu şi cele două poziţii extreme trebuie încadrate cu γ.

** În cazul unor analize mai riguroase se pot adopta alte trepte de cuantizare de exemplu $\pm 3\sigma$ (unde σ este eroarea medie pătratică).

După cum se ştie, aparatele cu eroare relativă variabilă trebuie astfel alese, încît parametrul măsurat să se încadreze în a treia treime a scării, unde erorile relative reprezintă valori acceptabile. Din această cauză, probabilitatea

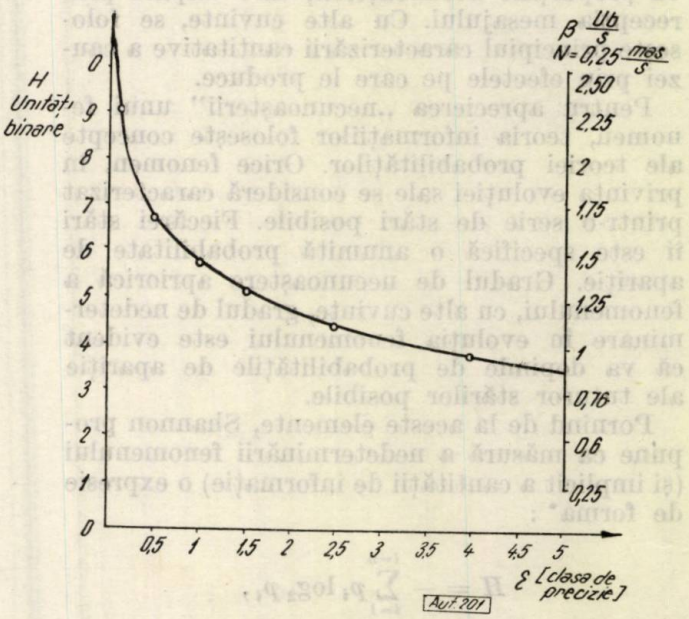


Fig. 6. Dependenţa cantităţii şi debitului de informaţie la aparate de lectură directă în funcţie de clasa de precizie.

de apariţie a zonelor din a doua treime şi îndeosebi prima treime este mult mai mică.

Remarcăm în acest sens, chiar eliminarea la aparatele moderne, de exemplu aşa-numitele „lupe de măsurare", a acestor porţiuni. Scara gradată este integral folosită pentru măsurarea unor variaţii de $\pm 20\%$ în jurul unei valori nominale.

Dacă la un aparat cu 100 diviziuni determinăm numărul zonelor de măsurare nu pe baza erorii tolerate raportate, ci pe baza erorii relative, ceea ce reprezintă o aproximare mai exactă a situaţiei, pentru un aparat de clasa 1 obţinem o cantitate de informaţii de aproximativ 3,2 unităţi binare, adică cu 40% sub valoarea obţinută în figura 6.

În acelaşi timp, însă, graficul din figura 6 reflectă obiectiv alura dependenţei cantitative de informaţie de clasa de precizie.

2.2. *Debitul de informaţie*

Vom denumi debit de informaţie cantitatea de informaţii obţinută în unitatea de timp. Pentru un aparat de măsurat analogic această mărime se poate determina ca raportul dintre cantitatea de informaţii cuprinsă în rezultatul unei măsurări şi timpul în care se efectuează acea măsurare.

$$\beta_h = \frac{H}{\tau} = N \cdot \log_2 \left(\frac{100}{2\varepsilon} + 1 \right) \frac{\text{unităţi binare}}{\text{secundă}} \quad (1)$$

unde :

β_h este debitul de informaţie ;
H — cantitatea de informaţii conţinută de rezultatul unei măsurări ;
τ — timpul în care se efectuează o măsurare ;
N — numărul de măsurări pe secundă.

În primă aproximaţie drept timp în care se efectuează măsurarea se poate considera timpul de răspuns, adică timpul în care, în urma unei acţionări bruşte, cu o valoare de cel puţin o treime din domeniul de măsurare, oscilaţiile echipajului mobil în jurul poziţiei de echilibru devin mai mici decît eroarea tolerată.

Pentru exemplificare, pe graficul din figura 6 s-a prezentat (cea de-a doua ordonată) dependenţa debitului de informaţii în funcţie de clasa de precizie, considerînd drept timp de răspuns 4 s (valoarea limită admisă pentru timpul de amortizare).

2.3. *Pierderea de informaţie, transmiterea mesajelor în prezenţa perturbaţiilor, grade de exploatare*

2.3.1. În cazul general, notînd entropia mesajului transmis cu H_t şi a mesajului recepţionat cu H_r, se obţine : $H_t > H_r$, adică pe canalul de comunicaţii va rezulta o pierdere de informaţie $\Delta H = H_t - H_r$.

Pierderea de informaţie se datoreşte faptului că în orice caz $\gamma_r = \gamma_t + \Delta\gamma$ şi deci

$$\left(\frac{100}{\gamma_t} + 1\right) > \left(\frac{100}{\gamma_t + \Delta\gamma} + 1\right),$$

unde :

$\Delta\gamma$ este eroarea elementelor intermediare incluse între dispozitivele codificator şi decalificator ;
γ_r — eroarea globală la recepţie ;
γ_t — eroarea elementului codificator.

De exemplu, în cazul măsurării temperaturii cu ansamblul pirometric prezentat în figura 2, pe parcursul de la transmiţător la receptor, teoretic se pierde o cantitate de informaţii de 2,26 unităţi binare, adică aproximativ 40%, aşa cum rezultă din graficul prezentat în figura 7. Pentru construcţia acestuia s-au considerat următoarele erori în procente : *a*) termocuplu 1,0 ; *b*) cablu de compensare 1,0 ; *c*) cutie de compensare 0,5 ; *d*) rezistenţă de ajustare 0,5 ; *e*) instrument indicator 1,5.

Este de remarcat că aceeaşi pierdere globală de informaţie se poate obţine şi cu o altă repartiţie a pierderilor pe elemente, ceea ce în unele cazuri este extrem de avantajos.

2.3.2. Dacă un canal de comunicaţie permite să transmitem în timpul t, γ semnale diferite, atunci capacitatea informaţională a canalului va fi :

$$C = \lim_{t\to\infty} \frac{\log_2 \nu}{t} \frac{\text{unităţi binare}}{\text{secundă}}.$$

Shannon [1] demonstrează că, în cazul transmiterii continue pe canale de comunicaţii supuse influenţei unor perturbaţii, capacitatea canalului de comunicaţie se exprimă prin relaţia :

$$C' = \frac{1}{t} \log_2 \left(1 + \frac{P}{W}\right), \qquad (2)$$

unde :

t este durata trecerii unui semnal ;
P — valoarea medie a puterii semnalelor ;
W — valoarea medie a puterii zgomotelor.

2.3.3. Pe baza acestor elemente, apare evidentă posibilitatea unor analize privind gradul de folosire (de umplere) a canalelor de comunicaţie, gradul de acordare între debitul de informaţii cerut şi debitul furnizat etc.

De exemplu, gradul de exploatare informaţională a unui canal se va determina ca raportul dintre debitul de informaţii transmis şi capacitatea canalului

$$\eta_{ex} = \frac{\beta_h}{C} = \frac{\frac{1}{\tau}\log_2\left(\frac{100}{2\varepsilon} + 1\right)}{\frac{1}{t}\log_2\left(\frac{P}{W} + 1\right)}. \qquad (3)$$

3. Unele aplicaţii

3.1. Se analizează din punct de vedere informaţional acordul între debitul furnizat şi cel cerut în cadrul următorului proces de măsurare : se controlează temperatura cupolei la un încălzitor de aer. Temperatura de regim 0—1 000°C. Se cere o precizie statică de măsurare de $\pm$ 50°C. Deoarece sînt puţin probabile variaţii instantanee mai mari de $\pm$10% din valoarea nominală, vom considera drept timp de răspuns al instalaţiei timpul necesar variaţiei parametrului cu 10% din domeniu ceea reprezintă 9,6 s. Ca aparatură se foloseşte un pirometru cu termocuplu şi milivoltmetru înregistrator. Eroarea ansamblului de măsurare (conform figurii 7) este de 4,5%. Cadenţa de înregistrare este 20 s.

Debitul de informaţie cerut pentru controlul procesului conform relaţiei (1) este :

$$\beta_c = \frac{1}{9{,}6} \log_2 \left(\frac{1\,000}{2\times 50} + 1\right) = \frac{3{,}4}{9{,}6} = 0{,}35 \frac{\text{Ub}}{\text{s}}.$$

Debitul furnizat de aparatura folosită (debitul cuprins în diagrama înregistrată) conform aceleiaşi relaţii este :

$$\beta_f = \frac{1}{20} \log_2 \left(\frac{100}{2\times 4{,}5} + 1\right) = \frac{3{,}6}{20} = 0{,}18 \frac{\text{Ub}}{\text{s}}.$$

Considerînd drept grad de acordare η_a, raportul dintre debitul furnizat şi debitul cerut, vom avea :

$$\eta_a\% = \frac{\beta_f}{\beta_c} \cdot 100 = \frac{0{,}18 \cdot 100}{0{,}35} = 49\%,$$

adică debitul furnizat reprezintă doar 50% din debitul cerut pentru controlul procesului.

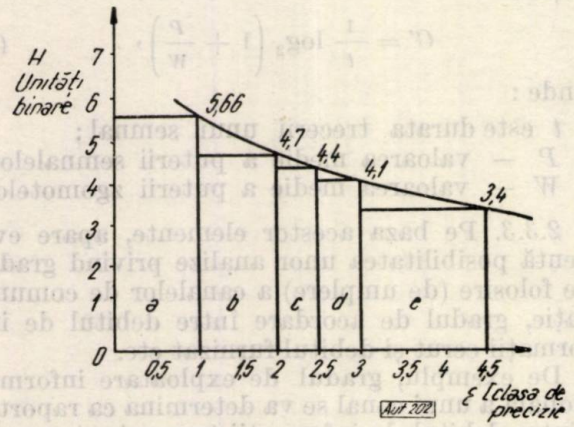


Fig. 7. Pierderea de informaţie, pe elemente, la sistemul de măsurare a temperaturii prezentat în fig. 2.

Pentru o mai bună acordare ar fi necesar, de exemplu, să se reducă cadenţa de înregistrare la 10 s.

3.2. Este extrem de interesantă analiza eficienţei transmiterii informaţiilor privind rezultatele măsurărilor, pe canalul traductor de senzorializare-operator, pentru cazul aparatelor clasice de exemplu (fig. 8).

Evident, că în această formă de prezentare a rezultatelor, din cauza puterii de rezoluţie limitate a organului vizual, operatorul nu va putea recepţiona decît informaţia provenită de la un singur aparat. Conform datelor din literatura de specialitate [6], capacitatea maximă

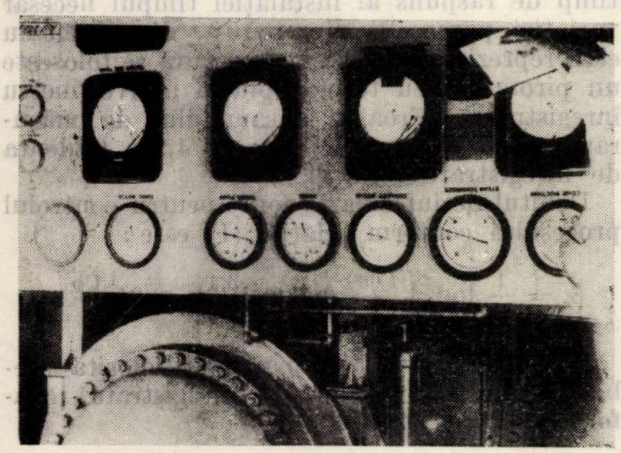


Fig. 8. Exemplu tipic de transmitere a informaţiei pe canalul dispozitiv de lectură-operator.

de recepţie a sistemului nervos central prin canalul vizual este de $30 \frac{\text{U.b.}}{\text{s}}$.

Considerînd că transmisia se face fără zgomote şi că aparatele de pe tabloul din figura 8 sînt de clasa 1,5 şi au un timp de răspuns $\tau = 4$ s conform relaţiei (3), vom obţine un grad de exploatare a canalului senzorial de :

$$\eta_{ez}\% = \frac{\beta_h}{C} \cdot 100 = \frac{1{,}25}{30} \cdot 100 = 4{,}2\%,$$

(unde valoarea lui β_h s-a obţinut din graficul figurii 6).

Constatăm, deci, că debitul furnizat de rezultatul unei singure măsurări reprezintă o cantitate mult inferioară posibilităţilor de recepţie ale operatorului uman. Această concluzie permite să conchidem că, din punctul de vedere al organismului, există posibilitatea creşterii considerabile a debitelor de informaţie transmise în cadrul proceselor de măsurare pe aceste canale. Acest lucru se impune frecvent, de exemplu, în cazul unor măsurări dinamice şi de precizie ridicată.

Dacă ni s-ar cere efectuarea unei măsurări cu o eroare dinamică $\gamma_a = 0{,}1$ şi cu un timp de răspuns $\tau = 1$ s, ar rezulta (conform figurii 6) un debit $\beta_{hd} = 9 \frac{\text{U.b.}}{\text{s}}$.

O situaţie similară se creează şi în cazul prezentării concentrate (concomitente) a rezultatelor mai multor măsurări cu acelaşi traductor de senzorializare (de exemplu în forma unei figuri stereoscopice pe ecranul unui iconoscop).

3.3. Se presupune, că se cere să se determine clasa de precizie a aparatului de măsurat necesitată în cadrul unui proces de măsurare cu următorii parametri : transmiterea semnalelor se face în prezenţa perturbaţiilor, raportul $P/W = K$ fiind 3. Se cere nu grad de exploatare a canalului de 0,8, timpul de răspuns al aparatului fiind 4 s, iar durata trecerii unui semnal de măsurare fiind 0,1 s.

Conform relaţiei (3) avem :

$$\eta_{ex} \cdot \frac{1}{t} \log_2 (K+1) = \frac{1}{\tau} \log_2 \left(\frac{100}{2\varepsilon} + 1 \right),$$

de unde reducînd logaritmii, obţinem :

$$\frac{50}{\varepsilon} = (K+1)\eta_{ex} \cdot \frac{\tau}{t}$$

sau pentru clasa de precizie în funcţie de mărimile de mai sus :

$$\varepsilon = \frac{50}{(K+1)\,\eta_{ex}\,\frac{\tau}{t}}.$$

Înlocuind, vom avea :

$$\varepsilon = \frac{50}{(3+1)\,\frac{0{,}8 \cdot 4}{0{,}1}} = \frac{50}{4^{32}}$$

adică o valoare absolut nereală.

Pentru $\varepsilon = 1$ notînd cu X exponentul numitorului, am avea $4^x = 50$, de unde $x = 2{,}84$; această valoare se poate obţine, spre exemplu, prin micşorarea lui η_{ex} la 0,3 şi printr-un timp de răspuns mai adecvat, de exemplu $\tau = 1$ s.

4. Concluzii

1) Se poate considera că unele caracteristici informaţionale vin să completeze criteriile de calitate care servesc la caracterizarea aparaturii de măsurare.

De exemplu, debitul de informaţie furnizat de un aparat depinzînd de eroarea tolerată (statică sau dinamică) şi de timpul de răspuns exprimă o caracteristică sintetică a calităţilor metrologice în regim dinamic sau static. Pare absolut justificată generalizarea acestei mărimi drept principală caracteristică metrologică pentru aprecierea erorilor tolerate la măsurările efectuate în regim dinamic.

2) Teoria informaţiilor se dovedeşte un mijloc extrem de eficient pentru analiza nu numai a unor probleme de telemăsurare, dar şi de măsurare clasică. Acordarea raţională a aparaturii de măsurare la nevoile proceselor, ca şi folosirea eficientă a canalelor de transmisie la măsurări locale constituie elemente determinante pentru performanţele metrologice şi tehnico-economice pe care le realizează procesele de măsurare.

3) Chiar şi puţinele exemple analizate în cadrul prezentului articol demonstrează concludent că adîncirea problemelor de detalin care derivă dintr-un asemenea mod de abordare a problemelor de măsurare prezintă perspective extrem de promiţătoare şi merită toată atenţia.

BIBLIOGRAFIE

[1] Shannon C. E., Weaver W.: *The mathematical theory of communication.* Univ. of III., Press. Urbana III, 1949.

[2] *Курс электрических измерений.* Под редакцией В.Т. Прыткова и А.В. Талицкого, Госэнергоиздат, 1957.

[3] Forest, K.: *Harris Electrical Measurements. Chapman* & Hall, 1957.

[4] Neumann, H.: *Das Messen mit elektrischen Geraten Springer,* 1960.

[5] Karo, D.: *Electrical Measurements and the calculation of the errors involved* — Mecdonald London, 1961.

[6] Loeb, J.: *Les théories modernes du signal et de l'information. Application à la télécommande et aux mesures.* RGE Noll 1952, p. 499—516.

[7] Swoboda, G.: *Die Bedeutung der Informationstheorie für die fernnesstechnik,* ATM Nr. 6 iunie, 1958, p. R85-89, nr. 7 Iulie 1958, p. R97—101.

[8] Бахметьев, М.М., Васильев, Р.Р.: *Информационные критерии оценки телеизмерительных систем.* Автоматика. и телемеханика, № 1 Aprilie, 1957, p. 1066—1069.

[9] Pollak, V.: *Theorie informaci a dàlkovè mìèrèni.* Slaboproudy Obzor, nr. 5, mai 1957, p. 309—315.

[10] Modoni, V.: *La erore di telemesura.* Energia elettrica, 33, nr. 1, ianuarie 1956, p. 57—80.

[11] Brillpuin, L: *Science and Theory of Information.* John Wiley Sons Inc., 1958.

[12] Рьлом, А.М., и Рьлом, И. М.: Вероятность и Информтция физиятьиз, Москва, 1960.

[13] Constantinescu, I., Condrea S., Nicolau E.: *Teoria Informaţiei.* Bucureşti, Editura Tehnică, 1958.

[14] Goldman, S.: *Information Theory,* Constable and Comp. London, 1953.

[15] Quastler, H.: *Studies of human channel capacity.* Information Theory, Third Londron Simposium, 1956, p. 361—371.

PENTRU TÎNĂRUL INGINER

Ing. SIMIAN SCHEFLER

Dispozitive de multiplicare utilizate în complexe de calcul

Dispozitivele de multiplicare ca elemente componente ale complexului de calcul trebuie să prezinte performanţe de calcul cît mai ridicate, înţelegînd prin aceasta o precizie cît mai bună (adică o eroare cît mai redusă), viteză de răspuns mare, siguranţă în exploatare, variaţie cît mai redusă a parametrilor schemei cu variaţiile de temperatură, umiditate şi condiţii de lucru, în general. În plus, ele trebuie să fie dispozitive cît mai simple pentru o construcţie uşoară, o exploatare uşoară şi un preţ de cost scăzut. Condiţiile de gabarit şi greutate redusă sînt de asemenea foarte importante (mai ales în sistemele autoacordabile plasate pe nave aeriene de diferite tipuri pentru ghidare sau alte calcule).

Dispozitivele de multiplicare se pot clasifica în două grupe mari :

a) Dispozitive cu rezolvare directă, în care se obţine direct produsul $X \cdot Y$. În acestă categorie citäm schemele cu tub catodic, schemele bazate pe principiul C.A.V. cu modulaţie în amplitudine, scheme cu sisteme urmăritoare, scheme bazate pe variaţia duratei impulsurilor, scheme cu variaţia coeficientului de transmisie pas cu pas, scheme cu modulaţie în amplitudine şi frecvenţă etc.

b) Dispozitive cu rezolvare indirectă, în care produsul $X \cdot Y$ rezultă din efectuarea altor operaţii, ca de exemplu :

$$X \cdot Y = \frac{1}{2}[\cos\ (a + b) + \cos\ (a - b],$$

unde :

$$X = \cos\ a$$

$$Y = \cos\ b$$

$$X \cdot Y = \frac{(X + Y)^2 - (X - Y)^2}{4}$$

$$X \cdot Y = a\ (\log a^X + \log a^Y)$$

$$X \cdot Y = \int X\,dY + \int Y\,dX$$

După cum se vede, în dispozitivele cu rezolvare indirectă înmulţirea se obţine ca rezultat al unui şir de alte operaţii matematice. În aceste dispozitive se vor utiliza transformări funcţionale.

Astfel de exemplu relaţia :

$$4\ X \cdot Y = (X + Y)^2 - (X - Y)^2$$

realizează înmulţirea indirectă prin efectuarea operaţiilor de sumare, scădere, ridicare la patrat.

O schemă bloc pentru efectuarea unei astfel de relaţii se vede în figura 1.

După cum se vede sînt necesare elemente de calcul liniare pentru sumare şi schimbare de semn precum şi doi transformatori funcţionali pentru ridicarea la patrat.

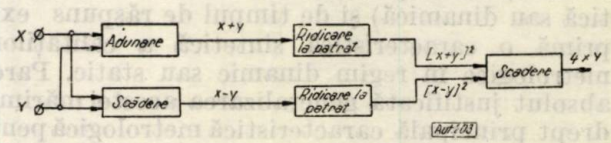


Fig. 1. Schemă bloc pentru efectuarea multiplicării pe cale indirectă.

Pentru construirea acestor transformatori funcţionali pot fi folosite : tubul catodic, dependenţa pătratică a curentului anodic de tensiunea aplicată pe grila unei triode în regiunea curenţilor anodici mici, caracteristica neliniară a pentodelor, transformatori funcţionali cu diode. Dezavantajul principal constă în eroarea mare pe care o prezintă la valori mici ale tensiunilor de intrare, deoarece caracteristicile diodelor folosite nu mai sînt riguros pătratice. Aceasta sporeşte rapid eroarea relativă a dispozitivului.

Obţinerea produsului cu ajutorul expresiei :

$$X \cdot Y = a\ (\log a^X + \log a^Y)$$

necesită de asemenea transformatori funcţionali pentru obţinerea logaritmului variabilelor independente. Transformatorii funcţionali logaritmici pot fi realizaţi pe diferite principii. Relaţia aceasta logaritmică se poate realiza, de pildă, folosind dependenţa caracteristicilor de grilă ale triodelor

$$U_g = k\ \log\ Ig$$

valabilă pentru curenţii de grilă mici, adică pentru rezistenţa de valoare mare cuplată în circuitul de grile.

Instabilitatea caracteristicilor tuburilor electronice duce la majorarea erorilor acestor dispozitive. În ultimul timp au luat o dezvoltare mai pronunţată dispozitivele de multiplicare în care reproducerea funcţiei logaritmice se face prin aproximarea de porţiuni liniare.

Obţinerea produsului $X \cdot Y$ prin integrare şi sumare

$$X \cdot Y = \int X \cdot dY + \int Y \cdot dX$$

nu se poate realiza cu integratoare electronice, deoarece acestea integrează numai în timp ;

pentru aceasta pot fi utilizate cu succes integratoare mecanice. O dată cu acestea, dispozitivul va primi însă şi deficienţele inerente sistemelor mecanice ca : inerţia mare în răspuns (viteză de răspuns redusă), frecvenţa de variaţie a semnalelor de intrare limitată la o valoare foarte scăzută, sensibilitate redusă, necesitatea unor puteri mari de acţionare etc.

Complexitatea comparativă a dispozitivelor cu rezolvare indirectă şi dependenţa erorilor de gradele de precizie realizate de elementele separate au determinat trecerea la studiul unor dispozitive care să efectueze multiplicarea sau divizarea nemijlocit.

Dispozitivele cu rezolvare directă se pot împărţi în două grupe după principiul de construcţie :

— dispozitive cu compensaţie sau cuplate (cu reacţie negativă) ;

— dispozitive parametrice sau decuplate.

În dispozitivele parametrice se folosesc elemente fizice ale căror trăsături caracteristice asigură efectuarea înmulţirii. Ca exemplu pot servi circuitele liniare în curent continuu şi curent alternativ (figura 2*a* şi 2 *b*), în care căderile de tensiune pe elementele circuitului corespund produsului a două mărimi independente.

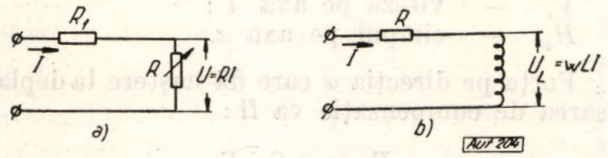


Fig. 2. Circuite liniare de efectuare a înmulţirii.

Dispozitivele electromecanice de înmulţire sînt foarte simple, dar este necesar ca tensiunea să fie dată sau transformată în mişcări de deplasare ale potenţiometrelor. Mărimile de intrare sînt în general unghiuri de rotaţie a două servomotoare.

Încărcînd un potenţiometru anumit, putem primi o tensiune proporţională cu produsul celor doi factori ce se introduc prin modul de deplasare a cursoarelor potenţiometrelor. Mărimea de ieşire este tensiunea la bornele celui de al doilea potenţiometru.

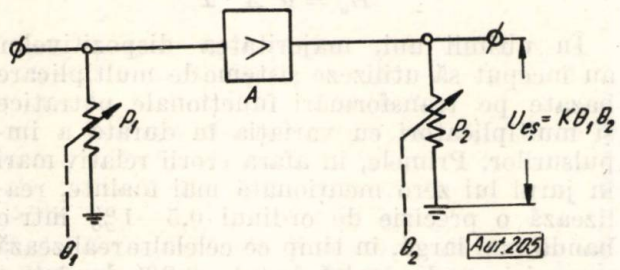


Fig. 3. Dispozitiv principal pentru efectuarea înmulţirii pe cale electromecanică.

Amplificatorul *A* separă cei doi potenţiometri pentru a evita eventuala încărcare a primului potenţiometru de către al doilea.

Precizia acestor sisteme este determinată de calitatea potenţiometrelor. Literatura de specialitate indică posibilitatea de a se ajunge la o precizie de 1%. Cu ajutorul unor soluţii mai complicate se poate obţine o precizie mai bună.

Dezavantajul principal al acestor dispozitive constă în inerţia sistemelor mecanice, fapt ce face dispozitivul incapabil să efectueze înmulţirea unor mărimi rapid variabile în timp.

O acţiune considerabil mai rapidă o au schemele electronice de înmulţire a tensiunilor variabile în timp, deoarece ele posedă elemente practic fără inerţie. Precizia lor este suficientă (mai slabă totuşi decît a dispozitivelor mecanice sau electromecanice, deoarece parametrii electrici au variaţii mai mari decît parametrii mecanici). De asemenea, aceste dispozitive prezintă gabarit redus şi greutate mică, posibilitatea de a utiliza elemente standardizate, ceea ce simplifică schema, uşurează şi ieftineşte construcţia. În plus nu va necesita o energie prea mare neavînd piese mecanice în mişcare.

Dispozitivele de multiplicare pur electronice asigură o bandă de trecere suficient de largă cu o eroare de ordinul 0,1—2%. Dispozitivele electromecanice cu toate că asigură în principiu o precizie mai mare, au însă o bandă de trecere îngustă (pînă la 1 Hz).

Dispozitivele electronice pot obţine produsul pe mai multe căi. Una din ele este de pildă generată de utilizarea diferitelor tipuri de modulaţie, obţinînd astfel multiplicatori cu modulaţie de amplitudine, fază sau frecvenţă.

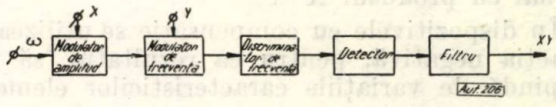


Fig. 4. Multiplicare prin modulare în amplitudine şi frecvenţă.

Un prim dispozitiv din acest gen are schema bloc din figura 4.

Acest dispozitiv utilizează modulaţia în amplitudine a purtătoarei, proporţională cu unul din factorii de multiplicat X şi modulaţia în frecvenţă, proporţională cu al doilea factor Y. Ca rezultat semnalul modulat va fi de forma X sau $[(\omega + Y)t]$, care trecut prin discriminatorul de frecvenţă şi apoi redresat dă la ieşire un semnal proporţional cu produsul $X\,Y$.

Liniaritatea modulatorilor poate fi îmbunătăţită prin introducerea unui circuit de reacţie.

În figura 5 este prezentată schema bloc a unui dispozitiv care efectuează produsul a două unde diferite ca frecvenţă prin modularea ambelor unde în amplitudine.

Purtătoarea de 300 kHz este modulată de X şi apoi filtrată. Această undă se introduce într-un sumator, unde se însumează cu o undă

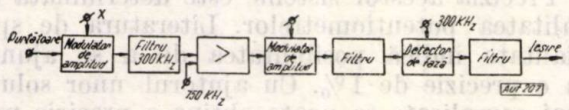


Fig. 5. Modularea în amplitudine a două unde de frecvenţe diferite.

de 750 kHz. Rezultatul este modulat de Y, apoi este filtrat din nou, aplicat unui detector de fază şi, în fine, scos printr-un alt filtru de tip RL.

Utilizarea modulaţiei de fază este prezentată schematic în schema bloc din figura 6, în care variabila X modulează un semnal de 300 kHz defazat la 90° faţă de purtătoare.

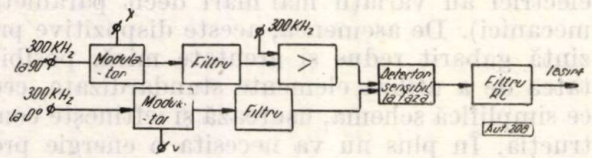


Fig. 6. Multiplicator prin modularea în fază.

Un filtru extrage prima armonică şi o adună cu o purtătoare de amplitudine constantă. Rezultatul este introdus ca tensiune de referinţă pentru un detector sensibil la fază. Tensiunea a doua ce se aplică detectorului este purtătoarea de 300 kHz nedecalată şi modulată cu o tensiune proporţională cu cel de-al doilea factor Y. Rezultatul va fi proporţional cu produsul $X \cdot Y$.

În dispozitivele cu compensaţie se utilizează reacţia negativă, pentru ca rezultatul să nu depindă de variaţiile caracteristicilor elementelor.

Un astfel de sistem utilizează relaţia ce există între deplasarea fasciculului electronic într-un tub catodic şi tensiunile de pe plăcile de deviaţie (fig. 7).

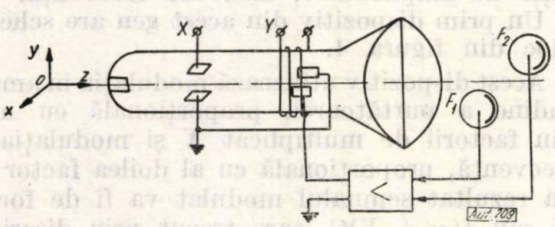


Fig. 7. Multiplicator cu tub catodic.

Ecranul este separat printr-o suprafaţă netransparentă în două secţiuni. În faţa fiecărei secţiuni se află cîte o celulă fotoelectrică F_1 şi F_2.

Tensiunea X se aplică primei perechi de plăci deflectoare, iar tenisunea Y unei bobine ce se află în jurul celei de-a doua perechi de plăci deflectoare.

Fasciculul de electroni va suferi atît influenţa cîmpului electric X cît şi influenţa cîmpului magnetic Y. Drept rezultat, fasciculul se va mişca pe o spirală ce se va deplasa după axa X, ceea ce face ca spaţiul luminos să se deplaseze într-o parte sau alta a ecranului, influenţînd cînd o celulă fotoelectrică, cînd cealaltă. Semnalele luminoase sînt transformate de celule fotoelectrice în tensiuni electrice şi aplicate unui amplificator diferenţial. Tensiunea eroare obţinută la ieşirea acestuia se aplică pe cea de-a doua pereche de plăci deflectoare, cu o astfel de polaritate încît să compenseze abaterea ivită şi să readucă spotul în centru unde trebuie să se găsească în regim permanent, în care caz în circuitul buclei de reacţie se va găsi o tensiune proporţională cu produsul $X \cdot Y$.

Într-adevăr forţa pe direcţia x, explicată fizic mai sus, va avea expresia :

$$F_{xi} = e\,[\mathrm{j} \cdot V_y \cdot \bar{k}\, H_z]$$

în care :

F_{xi} este forţa iniţială ;
V_y — viteza pe axa Y ;
H_z — cîmpul pe axa z.

Forţa pe direcţia x care dă naştere la deplasarea de compensaţie va fi :

$$F_{xc} = e\, C\, \bar{i}\, E_0.$$

La echilibru vom avea :

$$F_{xi} = F_{xc}$$

Înlocuind cu expresiile explicite şi făcînd simplificările, obţinem :

$$[\bar{\mathrm{j}}\, V_y \cdot k\, Hz] = C\, \bar{i}\, E_0$$

Dar V_y şi H_z sînt proporţionale cu X şi Y

$$\begin{cases} V_y = \mathrm{d}X \\ H_z = \mathrm{d}Y \end{cases}$$

Rezultă :

$$E_0 = a\; X \cdot Y$$

În ultimii ani, majoritatea dispozitivelor au început să utilizeze sisteme de multiplicare bazate pe transformări funcţionale pătratice şi multiplicatori cu variaţia în durată a impulsurilor. Primele, în afara erorii relativ mari în jurul lui zero menţionată mai înainte, realizează o precizie de ordinul 0,5—1% într-o bandă mai largă, în timp ce celelalte realizează o precizie medie înaltă de 0,1—0,2% dar într-o bandă de trecere mai îngustă.

Vom cerceta în continuare mai amănunţit dispozitivele electronice cu impulsuri deosebit de avantajoase după cum s-a mai arătat prin gama largă de variaţie a tensiunii, putere consumată mică, independenţă în funcţionare

de caracteristicile tuburilor electronice folosite, precizie bună.

Aceste dispozitive vor utiliza valoarea medie a impulsurilor dreptunghiulare, care după cum se ştie e proporţională cu produsul dintre amplitudine şi durată, împărţit la perioada de repetiţie a impulsurilor. Vor trebui deci transformate mărimile alternative periodice în

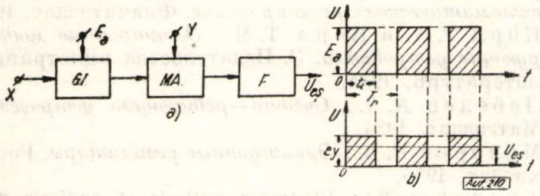


Fig. 8. Schema bloc generată şi principiul de funcţionare a unui multiplicator electronic cu dublă modulaţie de impuls.

impulsuri dreptunghiulare proporţionale în timp cu unul din factori şi de amplitudine proporţională cu al doilea factor. Este necesară deci o modulare a impulsurilor în amplitudine şi durată cu tensiunile de multiplicat variabil în timp. În acest fel scoţînd valoarea medie a impulsurilor la ieşire, aceasta va fi proporţională în fiecare moment cu produsul celor două mărimi de la intrare.

În figura 8, *a* se vede schema bloc a unui dispozitiv de multiplicare simplu de acest tip, funcţionarea sa fiind ilustrată de epurele din figura 8, *b*.

Generatorul de impulsuri de durată variabilă GI realizează transformarea liniară a semnalului de intrare X (tensiune ce reprezintă unul din factori) în flux de impulsuri dreptunghiulare de amplitudine E şi cu coeficient de umplere k proporţional cu X:

$$k = \frac{t_i}{T_r} \equiv X.$$

Modulatorul de amplitudine MA transformă amplitudinea acestor impulsuri astfel încît ea să devină proporţională cu al doilea semnal de intrare Y.

$$A = C\,Y$$

După netezirea lui A prin filtrul F se obţine:

$$U_{eş} = A\,k = c \cdot Y \cdot \frac{t_i}{T_r} = C_1\,X\,Y.$$

Se observă că precizia dispozitivului în acest caz va fi determinată în întregime de dependenţele liniare $k = \frac{t_i}{T_r} \equiv X$ şi $A = c \cdot Y$, adică de liniaritatea şi stabilitatea în lucru a primelor două blocuri din schema bloc prezentată în figura 8, *a*.

Pe principiul general arătat mai sus se bazează analizorul electronic diferenţial al Institutului de energetică A.H.C.C.P. din Moscova.

Se demonstrează că în astfel de dispozitive sursa principală de erori provine din:

a) inegalitatea pantelor superioare şi inferioare ale fronturilor impulsurilor la ieşirea multivibratorilor;

b) instabilitatea amplitudinilor;

c) neliniaritatea tensiunii bază de timp;

d) dependenţa vagă, neriguroasă a comutatorului de creştere a frecvenţei de comutare.

După indicaţiile date de N.N. Lenov, în dizertaţia sa asupra analizorului electronic diferenţial susmenţionat, eroarea generală este de ordinul 1% iar banda de trecere 19 Hz.

O reducere considerabilă a influenţei factorilor de eroare expuşi mai sus în eroarea generală a dispozitivului se obţine realizînd schema de transformare a factorului X în impulsuri dreptunghiulare pe principiul reacţiei negative. Reacţia negativă face ca rezultatul să nu depindă de variaţia caracteristicilor elementelor.

O perfecţionare ulterioară a dispozitivului, concretizat prin sporirea directă a preciziei statice şi prin lărgirea benzii de trecere, s-a realizat prin utilizarea comutatoarelor electronice stabilizate şi introducerea schemei de transformare a tensiunii X în impulsuri în regim de autooscilaţie. Aici dispozitivul comutator elimină deviaţia şi influenţa parametrilor proprii ai comutatoarelor şi tuburilor în precizia de lucru a sistemului, mărind, de asemenea, frecvenţa de comutaţie a tensiunii X şi lărgind prin aceasta banda de trecere. O astfel de schemă este prezentată de: Morill C. D. and Benm R.V. în „Stabilized time division multiplied", Electronics vol. 25 nr. 12, 1952 — avînd 18 tuburi. Această construcţie deşi posedă calităţi tehnice este încă peste măsură de complicată, netrainică şi cu preţ de cost ridicat.

O schemă cu bune rezultate, fără a fi prea complicată, se poate obţine utilizînd elementele

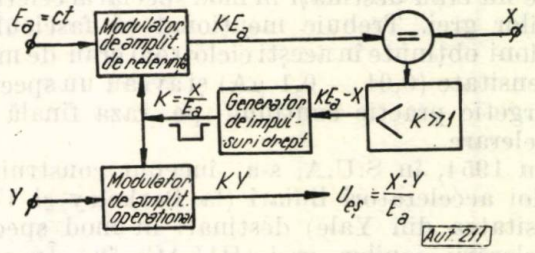


Fig. 9. Dispozitiv electronic de multiplicare prin dublă modulare de impulsuri.

schemei bloc din figura 8, *a*, introduse în circuitul de reacţie al unui amplificator operaţional, aşa cum se vede în figura 9.

Analiza mai profundă asupra funcţionării, utilităţii şi posibilităţilor concrete de realizare a unui astfel de dispozitiv va fi prezentată într-o lucrare viitoare.

Se observă că dacă tensiunea E_a va fi variabilă în timp, dispozitivul devine de multiplicare şi divizare.

În fine, alte dispozitive ce folosesc impulsuri dreptunghiulare, reproduc unul din factori ca amplitudine a impulsurilor iar al doilea ca un număr de impulsuri, într-un interval de timp determinat. În astfel de dispozitive impulsurile trec printr-un comutator electronic din care nu vor fi lăsate să iasă în final decît „n" impulsuri, proporţional cu una din tensiunile de intrare X din numărul total N de impulsuri care intră într-un interval oarecare T în acest comutator. Impulsurile de la ieşire vor trece printr-un limitator de amplitudine, după care amplitudinea lor devine proporţională cu a doua tensiune de intrare Y.

Deci : $n = c_1 X$; $U_{max} = c_2 Y$.

Valoarea medie în intervalul de timp T va reprezenta tensiunea de ieşire :

$$U_{eş} = \frac{n \cdot U_{max}}{T} = \frac{c_1 \, c_2}{T} XY$$

BIBLIOGRAFIE

[1] Коган Б. А.: *Электроовые моделинующие улиройства и их применения для иследования систем автоматичгского регулирэвабие.* Физматиздат, 1959.

[2] Корн Т. А. и Корн Т. М.: *Электронные моделирующие устройства.* Э. Издательства иностранной литератури, 1955.

[3] Лебедев А. А.: *Сьетно—ретающего устроветво.* Матгиздат, 1954.

[4] Майоров Р. В.: *Элактронные региляторы.* Гостехиздат, 1956.

[5] Czagokwski: *Electronic methods of analogic multiplication*: Elcrto-eng., iulie, 1956.

[6] Schefler S.: *Dispozitiv electronic de multiplicare şi divizare prin dublă modulare a impulsurilor.* Referat prezentat la prima consfătuire pe ţară în domeniul calculatorilor electronici, ianuarie 1960.

INDREAŞ GRIGORE

Accelerarea ionilor grei

1. Introducere

Prima încercare de a accelera ioni ai elementelor mai grele decît heliu („ioni grei") a fost efectuată în anul 1940, cînd prof. Alvarez de la Laboratorul de radiaţii din Berkeley a obţinut, la ciclotronul cu diametrul pieselor polare 50 cm, un fascicul de particule accelerate de $_{+6}C_{12}$, extrem de slab ca intensitate (aproximativ 500 particule/minut) [1]. Mai tîrziu, Fremlin şi colaboratorii, la Universitatea din Birmingham [6] şi apoi în alte laboratoare [7], [8] au obţinut fascicule de ioni acceleraţi de C, N şi O cu ajutorul ciclotronilor care nu erau destinaţi în mod special accelerării ionilor grei. Trebuie menţionat că fasciculele de ioni obţinute în aceşti ciclotroni erau de mică intensitate (0,01 — 0,1 μA) şi aveau un spectru energetic practic continuu pe raza finală de accelerare.

În 1954, în S.U.A. s-a început construirea a doi acceleratori liniari (la Berkeley şi Universitatea din Yale) destinaţi în mod special accelerării ionilor grei (HILAC) [9]. În prezent, la aceşti acceleratori s-au obţinut fascicule de ioni de la Li pînă la Ar inclusiv, cu intensitate de 0,1 — 1 μA, şi energie ~ 10 MeV/nucleon [10].

În ultimul timp datorită succeselor remarcabile obţinute în domeniul acceleratorilor electrostatici în trepte (tip „tandem") aceştia din urmă se întrebuinţează de asemenea pentru accelerarea particulelor „grele" [11]. Astfel, la acceleratorul de tip tandem al CEA din Chalk River (Canada) [12] s-au obţinut fascicule de ioni de C, N, O cu energie ~ 2,5 MeV/nucleon şi rezoluţie energetică remarcabilă.

Interesul stîrnit în favoarea fasciculelor de ioni grei se datoreşte faptului că reacţiile nucleare cu particule grele prezintă o serie de particularităţi interesante [13, 14]. Încă primele experienţe au arătat că, dacă se bombardează nucleele ţintei cu ajutorul ionilor grei se pot obţine izotopi noi, necunoscuţi încă. Obţinerea acestor izotopi prin iradierea nucleului cu neutroni sau particule mai „uşoare" (protoni, deuteroni, particule α) este extrem de dificilă. În prezent există un material experimental destul de bogat, obţinut cu ajutorul fasciculelor de ioni grei pe baza căruia se pot aprecia direcţiile de cercetare ştiinţifică mai importante în care ionii grei ca particule bombardante joacă un rol principal.

Printre acestea menţionăm :

a) obţinerea de noi elemente transuraniene ;

b) formarea de nuclee compuse avînd moment unghiular mare şi energie de excitaţie înaltă ;

c) reacţii de schimb cînd particulele incidente şi nucleele ţintei pot schimba între ele diferiţi complecşi de nucleoni ;

d) excitaţia coulombiană a nucleelor, cînd sarcina mare a ionului bombardant lărgeşte substanţial sfera posibilităţilor experimentale ;

e) obţinerea de noi izotopi, inclusiv izotopi metastabili.

Pentru efectuarea cu succes a acestor cercetări este necesar ca fasciculul de ioni grei să satisfacă pe cît posibil următoarele cerinţe mai importante :

— valoarea ridicată a barierei coulombiene pentru ionii grei impune accelerarea lor pînă la energii relativ mari ;

— secţiunea mică într-o serie de reacţii cu ioni multiplu încărcaţi (de exemplu obţinerea elementelor transuraniene) impune o intensitate considerabilă a fasciculului ;

— studiul dependenţei de energie a secţiunilor de reacţie cere ca fasciculul de ioni acceleraţi să fie cît mai monocromatic.

Pînă în ultima vreme principala lipsă a fasciculelor de ioni grei obţinute cu ajutorul ciclotronilor destinaţi accelerării particulelor mai uşoare, în afară de intensitatea relativ slabă, era valoarea mică a energiei care putea fi obţinută, ceea ce limita posibilităţile de lucru în ce priveşte gama de nuclee şi ţinte. În prezent accelerarea ionilor grei în ciclotroni special destinaţi acestui scop, permite obţinerea fasiculelor de mare intensitate cu energie ridicată şi o bună monocromaticitate datorită utilizării unor surse de ioni puternice. În această direcţie au fost obţinute succese remarcabile la accelerarea ionilor de C, N, O în ciclotronul cu diametrul pieselor polare de 1,5 m al Institutului de Energie Atomică al Academiei de Ştiinţe a U.R.S.S. [13], unde s-au obţinut fascicule intense de ioni cu energie $\sim 6{,}5$ MeV/nucleon şi rezoluţie energetică $\frac{\Delta E}{E} = 2\%$.

În prezent mai funcţionează marele ciclotron al Institutului Unificat de Cercetări Nucleare (Dubna) unde a fost obţinută o întreagă gamă de fascicule de ioni grei începînd cu B pînă la Ne inclusiv cu energie ~ 10 MeV/nucleon şi intensitate de zeci de microamperi [15].

În S.U.A. s-a prevăzut ca în 1961—1962 să fie daţi în exploatare doi ciclotroni cu variaţie azimutală a cîmpului magnetic, unde de asemenea vor fi acceleraţi ioni grei pînă la energii de aproximativ 9 MeV/nucleon [17].

Această situaţie ne face să presupunem că accelerarea ionilor grei cu ajutorul ciclotronilor este o metodă de perspectivă şi oferă mari posibilităţi.

2. Accelerarea ionilor grei cu ajutorul ciclotronului

2.1. *Metoda accelerării pe armonice*

Această metodă a fost folosită pentru prima dată la accelerarea ionilor grei în ciclotronii destinaţi pentru particule mai uşoare (protoni, deuteroni, particule α), [1—5], [6], [7], [8]. Cercetările experimentale au arătat că condiţia rezonanţei ciclotronice, exprimată prin cunoscuta relaţie :

$$f = \frac{1}{2\pi}\left(\frac{e}{m}\right) B \qquad (1)$$

în cazul ionilor grei se îndeplineşte şi în cazurile cînd $f = \frac{f_0}{k}$ (f_0 — frecvenţa tensiunii de accelerare ; $k = 1\,\xi\,;3\,;5\,\ldots\ldots$). În cazul cînd $k \neq 1$ particulele nu vor mai fi în situaţia de a putea parcurge intervalul dintre duanţi în fiecare semiperioadă $\left(\frac{T}{2}\right)$ şi ca atare vor fi supuse procesului de accelerare numai la fiecare $K\frac{T}{2}$, de unde denumirea metodei : accelerarea pe armonice [16]. În acest caz, ionii cu sarcina mică extraşi din sursă se accelerează iniţial pe una din subarmonicele tensiunii de înaltă frecvenţă, de exemplu a treia ($k = 3$), pînă la o anumită valoare a energiei. În procesul de creştere a energiei se măreşte probabilitatea pierderii electronilor de către ioni, are loc aşa-zisa „despuiere" (stripping) pe gazul rezidual din interiorul camerei ciclotronului. Începînd cu momentul schimbării sarcinii, ionul respectiv nu mai îndeplineşte condiţia de rezonanţă (1) şi este eliminat din procesul de accelerare ulterior. În procesul de „despuiere" o parte din ioni capătă o astfel de sarcină (de exemplu de trei ori mai mare decît cea iniţială) încît în cele ce urmează devine posibilă accelerarea pe armonica de bază a tensiunii de înaltă frecvenţă ($k = 1$).

Dat fiind că energia particulelor accelerate în ciclotron este proporţională cu pătratul sarcinii ionului, pe raza finală de accelerare

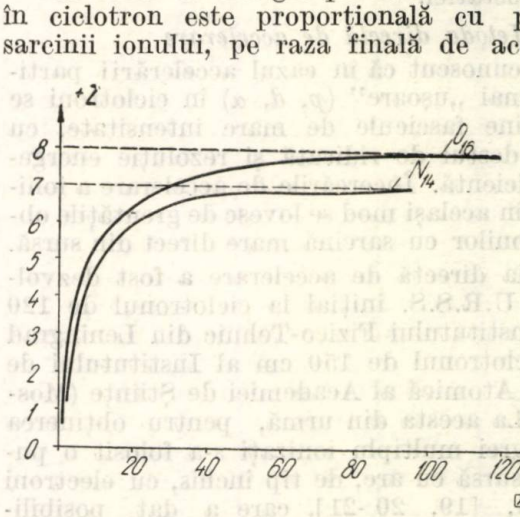


Fig. 1. Starea de încărcare a ionilor de N şi O în funcţie de energie.

se pot obţine ioni cu energie relativ mare. De remarcat că probabilitatea schimbării sarcinii ionului, adică trecerea din starea cu sarcină mică la starea cu sarcină mare depinde de viteza ionului (adică de energie).

În fig. 1 se reprezintă starea de încărcare a ionilor de oxigen şi azot în funcţie de

energie [18]. Se vede că probabilitatea maximă de trecere a ionilor de O_{16} din starea $+(1-2)$ în starea $+6$ are loc la energia de ~ 15 MeV. Din această cauză accelerarea pe armonica de bază începe numai de la valori medii ale razei. Procesul de schimbare a sarcinii („despuierea") ionilor are loc în întregul volum al camerei de accelerare şi drept urmare, spectrul energetic al particulelor pe raza finală de accelerare va fi practic continuu.

Utilizarea metodei de accelerare pe armonice impune alegerea condiţiilor optime pentru care pierderile în procesul de accelerare să fie minime. Aci ne referim în primul rînd la starea vidului (presiunea gazului rezidual) în cameră şi dispoziţia geometrică a sursei de ioni în raport cu centrul camerei ciclotronului.

Pierderile considerabile care apar datorită schimbării de sarcină şi la accelerarea pe armonica de bază fac ca fasciculul de ioni să aibă o intensitate relativ mică pe raza finală. În prezent, există cinci ciclotroni care funcţionează după acest principiu de accelerare, cel mai mare dintre ei fiind ciclotronul de 225 cm al Institutului Nobel din Stockholm (Suedia). Parametrii acestor ciclotroni sînt daţi în tabela 1.

Avantajul acestei metode în ceea ce priveşte posibilitatea accelerării ionilor grei în ciclotronii , care nu au fost destinaţi special acestui scop, este diminuat prin faptul că parametrii fasciculului sînt necorespunzători pentru efectuarea de experienţe cantitative. Această metodă a căpătat însă o dezvoltare deosebită la accelerarea ionilor grei în acceleratorii liniari şi electrostatici.

2.2. *Metoda directă de accelerare*

Este cunoscut că în cazul accelerării particulelor mai „uşoare" (p, d, α) în ciclotroni se pot obţine fascicule de mare intensitate, cu energie destul de ridicată şi rezoluţie energetică suficientă. Încercările de accelerare a ionilor grei în acelaşi mod se lovesc de greutăţile obţinerii ionilor cu sarcină mare direct din sursă.

Metoda directă de accelerare a fost dezvoltată în U.R.S.S. iniţial la ciclotronul de 120 cm al Institutului Fizico-Tehnic din Leningrad şi la ciclotronul de 150 cm al Institutului de Energie Atomică al Academiei de Ştiinţe (Moscova). La acesta din urmă, pentru obţinerea ionilor grei multiplu ionizaţi s-a folosit o puternică sursă cu arc, de tip închis, cu electroni oscilanţi, [19, 20-21], care a dat posibilitatea să se obţină ioni pozitivi de carbon cu patru sarcini ($_{+5}C$), ioni de oxigen şi azot cu cinci sarcini ($_{+5}O$; $_{+5}N$). Aceştia au fost acceleraţi pînă la energia maximă $\sim 6{,}5$ MeV /nucleon ; rezoluţia energetică pe raza finală de accelerare fiind $\frac{\Delta E}{E} = 2\%$.

Spre deosebire de ciclotronii destinaţi pentru accelerarea particulelor mai „uşoare" ciclotronii pentru ioni grei sînt mai universali în sensul posibilităţii accelerării particulelor într-o gamă largă. Gama de particule care poate fi accelerată la ciclotronul dat este caracterizată de valoarea raportului $\frac{A}{Z}$ (unde A şi Z sînt respectiv masa şi sarcina ionului) şi pentru fiecare caz concret este limitată de posibilităţile de variaţie a frecvenţei tensiunii de accelerare f_0 şi posibilităţile reglajului inducţiei în centrul camerei de accelerare B_0.

În figura 2 este reprezentată relaţia binecunoscută $\frac{B_0}{f_0} = \text{const.}$ pentru valorile raportului $\frac{A}{Z} = 1 - 5$.

Gama de variaţie a frecvenţei f_0 este limitată de posibilităţile reglajului frecvenţei proprii a circuitului de înaltă frecvenţă al

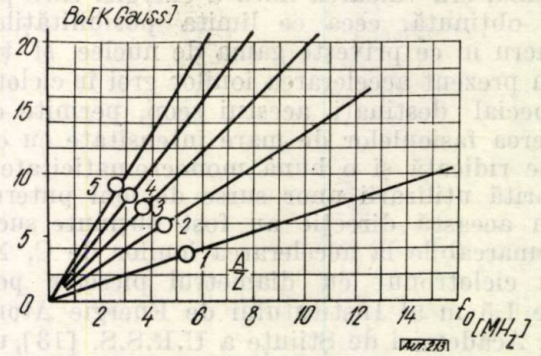


Fig. 2. Condiţia de rezonanţă ciclotronică la accelerarea ionilor grei pentru diferite valori ale raportului A/Z.

ciclotronului. (Reglajul frecvenţei oscilatorului de înaltă frecvenţă propriu-zis, în limitele $1 \div 10$, nu reprezintă o problemă în condiţiile actuale de dezvoltare a radiotehnicii.) Sistemul rezonant al ciclotronilor moderni poate fi privit ca o linie coaxială în sfert de undă scurtcircuitată la un capăt şi cu încărcare capacitivă la celălalt capăt. Pentru simplificare, se poate considera că acest circuit posedă inductanţă distribuită (susţinătorii duanţilor) şi capacitate concentrată (între duanţi şi camera de accelerare).

În primă aproximaţie, impedanţa caracteristică a liniei ρ poate fi considerată constantă iar capacitatea duanţilor C_0, punctiformă.

În acest caz $\lambda_0 \simeq C_0 \rho \operatorname{tg} \theta$ (2)

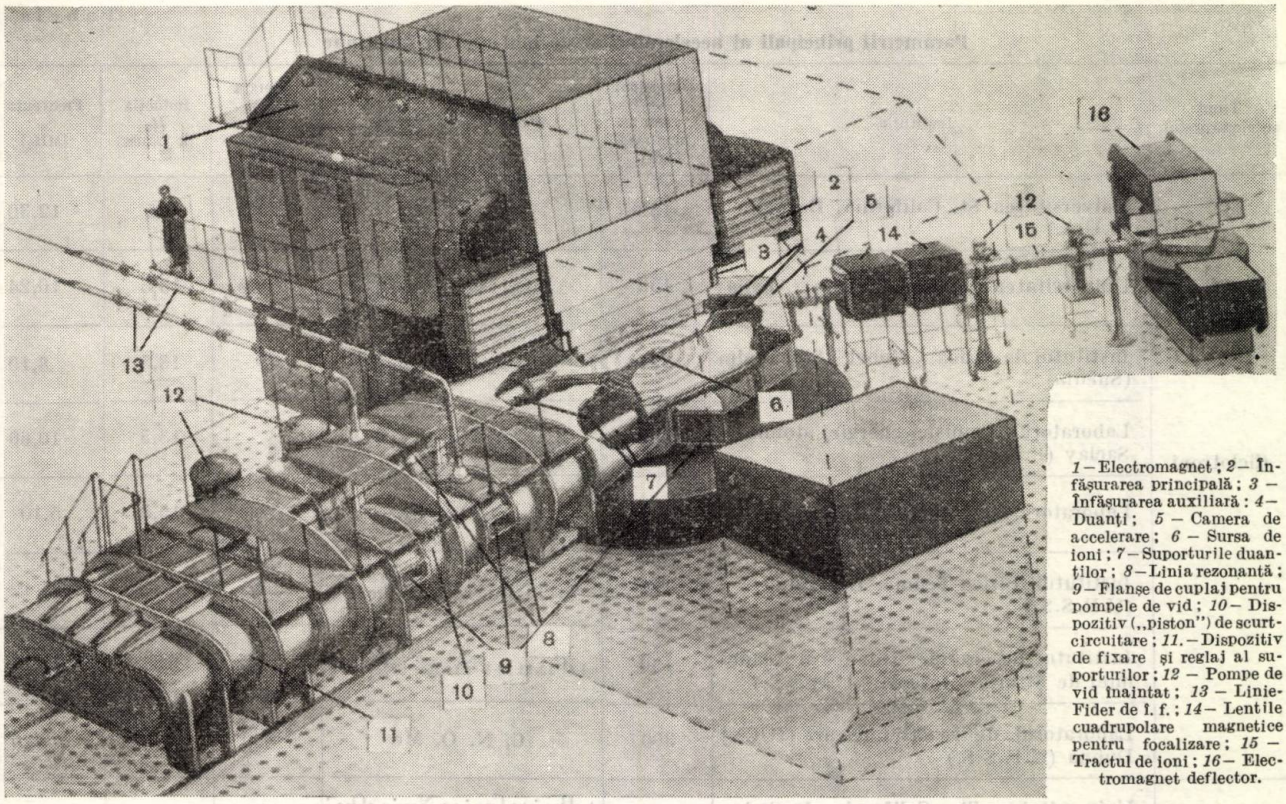
unde :

λ_0 este lungimea de undă proprie a sistemului rezonant ;

$\theta = \frac{\omega_0}{c} l$ — lungimea electrică a liniei ;

l — lungimea geometrică a liniei.

Gama de acord după $\frac{A}{Z}$ a ciclotronilor de ioni grei reprezintă o soluţie de compromis între elementele menţionate mai sus.



1 – Electromagnet; *2* – Înfăşurarea principală; *3* – Înfăşurarea auxiliară; *4* – Duanţi; *5* – Camera de accelerare; *6* – Sursa de ioni; *7* – Suporturile duanţilor; *8* – Linia rezonantă; *9* – Flanşe de cuplaj pentru pompele de vid; *10* – Dispozitiv („piston") de scurt-circuitare; *11.* – Dispozitiv de fixare şi reglaj al suporturilor; *12* – Pompe de vid înaintat; *13* – Linie-Fider de î. f.; *14* – Lentile cuadrupolare magnetice pentru focalizare; *15* – Tractul de ioni; *16* – Electromagnet deflector.

Fig. 3. Ciclotronul de ioni grei al Laboratorului de reacţii nucleare (IUCN – Dubna)

Posibilităţile de lărgire a gamei de particule accelerabile prin variaţia inducţiei sînt destul de limitate datorită greutăţilor legate de formarea unei distribuţii radiale satisfăcătoare a cîmpului magnetic pentru diferite valori ale inducţiei în centrul camerei ciclotronului. Valoarea absolută a inducţiei se determină din considerentul obţinerii energiei maxime pe raza finală de accelerare. După cum se vede din tabela 1, o distribuţie radială satisfăcătoare a inducţiei la diferiţi ciclotroni în funcţionare se poate obţine pentru valori pînă la $B_0 = 18 - 18{,}5$ kGs. Menţionăm că gama de variaţie a inducţiei pentru o şimuire dată în mod obişnuit reprezintă $\sim 20\%$.

La ciclotronul de ioni grei cu diametrul pieselor polare 310 cm al Laboratorului de reacţii nucleare (IUCN-Dubna) (fig. 3) pot fi accelerați ionii avînd $3{,}5 \leqslant \frac{A}{Z} \leqslant 7$ pînă la energii $\sim 10-12$ MeV/nucleon [15], [31]. Acest ciclotron este în prezent cel mai mare dintre acceleratorii de acest tip. Electromagnetul ciclotronului permite obţinerea în întrefierul de 42 cm a unei inducţii maxime de cca. 19,5 kGs. Pentru accelerarea particulelor avînd diferite valori ale raportului $\frac{A}{Z}$ este prevăzută posibilitatea reglării lungimii de undă proprii sistemului rezonant, în limitele 50–100 m. Factorul de calitate ridicat al sistemului rezonant ($Q = 10\,000 - 11\,000$) face posibilă obţinerea unei valori a tensiunii de înaltă frecvenţă dintre duanţi $2V_0 = 300 - 350$ kV la puterea oscilatorului de înaltă frecvenţă $P_0 = 120$ kW.

Ciclotronul funcţionează în regim de impulsuri, coeficientul de umplere putînd fi variat în funcţie de condiţiile cerute de experiment. În ciclotron s-au obţinut în mod curent fascicule de ioni triplu ionizaţi de C_{12}, C_{13}, N_{14}, N_{15} cu energie $= 120-130$ MeV; fascicule de ioni cu patru sarcini de O_{16}, O_{18}, Ne_{20}, Ne_{22} cu energie ~ 180 MeV şi, în fine, fascicule de ioni de Ne cu cinci sarcini. Intensitatea fasciculelor interne este de ordinul zecilor de microamperi (fig. 4), iar împrăştierea energetică aproximativ 3%.

Se vede că metoda directă de accelerare a ionilor grei în ciclotron prezintă avantaje reale. Introducerea variaţiei azimutale în ciclotronii de ioni grei va permite micşorarea pierderilor şi va duce la mărirea energiei particulelor accelerate, lărgind astfel şi mai mult posibilităţile de cercetare experimentală cu ajutorul fasciculelor de ioni grei.

3. Accelerarea ionilor grei cu ajutorul acceleratorilor liniari

Acceleratorii liniari au început să fie folosiţi pentru accelerarea ionilor grei numai recent; în prezent funcţionează două mari instalaţii de acest gen (tabela 1). Această situaţie

Tabela 1

Parametrii principali ai acceleratorilor de ioni grei în funcţiune

Tipul acceleratorului	Instituţia	Diametrul [cm] sau lungimea [m]	Particulele accelerate	Energia [MeV/ nucleon] (aproximativ)	Inducţia H_0 [k Gauss]	Frecvenţa f_0 [MH$_2$]
Ciclotroni	Universitatea St. California, Berkeley (S.U.A.)	152	$+_6C_{12}$; $+_6N_{14}$.	7,5	15	12,30
	Universitatea din Birmingham (Anglia)	156	$+_6C_{12}$; $+_6N_{14}$; $+_6O_{16}$.	8,5	13,5	10,24
	Institutul de fizică „Nobel" Stockholm (Suedia)	225	$+_6O_{16}$; $+_6Ne_{20,22}$.	9	18,5	8,10
	Laboratorul Comisiei energiei atomice Saclay (Franţa)	160	$+_4C_{12}$; $+_6N_{14,15}$; $+_6O_{16}$.		13,5	10,60
	Laboratorul Naţional Oak-Ridge (S.U.A.)	160	$+_3N_{14}$; $+_4N_{14}$.		15,5	5,10
	Institutul Fizico-Tehnic, Leningrad (U.R.S.S.)	120	C_{12} ; $N_{14,15}$; O_{16} ; $Ne_{20,22}$.	4	17	3,5—12
	Institutul de energie Atomică al Academiei de Ştiinţe, Moscova (U.R.S.S.)	150	$+_4C_{12,13}$; $+_5N_{14,15}$; $+_3O_{16,18}$.	6,5	18	8—17
	Laboratorul de reacţii nucleare (IUCN) Dubna (U.R.S.S.)	300	C, N, O, Me	7—11	19	3—6
Acceleratori liniari (Hilac)	Universitatea St. California, Berkeley (S.U.A.)	36*	$+_4B_{11}$; $+_5C_{12}$; $+_5N_{14}$; $+_6O_{16}$; $+_7Ne_{20}$; $+_{13}Ar_{40}$.	10,5	—	70
	Universitatea din Yale Connecticut (S.U.A.)	42*	$+_3Li_6$; $+_4B_{10,11}$; $+_5C_{12}$; $+_6N_{14}$; $+_6O_{16}$; $+_6F_{19}$; $+_6Ne_{20}$; $+_{12}Ar_{40}$.	10,5	—	70
Accelerători (GES) Tip „tandem"	Comisia energiei atomice Chalk-River (Canada)	11*	C_{12} ; N_{14} ; O_{16}.	2—3	—	—
	Centrul de cercetări nucleare Harwell (Anglia)	11*	O_{16}.	2	—	—

a fost condiţionată fără îndoială de ritmul general de dezvoltare a acceleratorilor liniari şi a surselor de alimentare în înaltă frecvenţă.

Este cunoscut că în cazul acceleratorilor liniari cîmpul electric de înaltă frecvenţă trebuie asigurat simultan într-un număr mare de intervale de accelerare şi de aceea multiplele avantaje proprii acestui tip de accelerator au putut să devină reale numai după ce au fost elaborate tuburi electronice de mare putere capabile să furnizeze puteri de ordinul megawaţilor în impuls.

3.1. *Autofazarea şi focalizarea*

Trebuie menţionat un fenomen specific care face ca funcţionarea acceleratorului liniar să se deosebească de a celorlalţi acceleratori ciclici. Această particularitate constă în faptul că în cazul acceleratorilor liniari focalizarea de fază (autofazarea) se situează în regiunea unghiurilor negative. În cazul mişcării pe o traiectorie rectilinie, particulele care posedă o energie mai mare vor intra în intervalul de accelerare mai devreme decît particulele cu energie mai mică; cu alte cuvinte fenomenul se petrece în mod invers decît în cazul acceleratorilor ciclici cu cîmp director.

În decursul procesului de accelerare acest fenomen creează oarecari greutăţi şi anume: respectarea condiţiilor necesare asigurării focalizării de fază are drept urmare defocalizarea radială a fasciculului. Acest fenomen era cunoscut încă din timpul punerii în funcţiune a primilor ciclotroni: particulele fasciculului care străbat intervalul de accelerare în porţiunea perioadei de înaltă frecvenţă cînd cîmpul electric este crescător sînt supuse unei acţiuni de defocalizare electrostatică. În cazul acceleratorilor liniari această stare de lucruri este încă înrăutăţită datorită acţiunii suplimentare de defocalizare pe care o exercită asupra fasciculului cîmpul magnetic al rezonatorului [24].

Dacă în cazul accelerării electronilor această acţiune de defocalizare electrostatică este neînsemnată, în cazul accelerării ionilor grei ea este suficient de mare încît să împiedice buna funcţionare a acceleratorului liniar în cazul cînd nu s-au luat măsuri speciale pentru

focalizarea fasciculului [24, 26]. Drept asemenea măsuri, în prezent se utilizează:

— focalizarea cu ajutorul reţelelor montate la intrarea electrozilor de accelerare;

— lentile magnetice cuadripolare dispuse de-a lungul electrozilor.

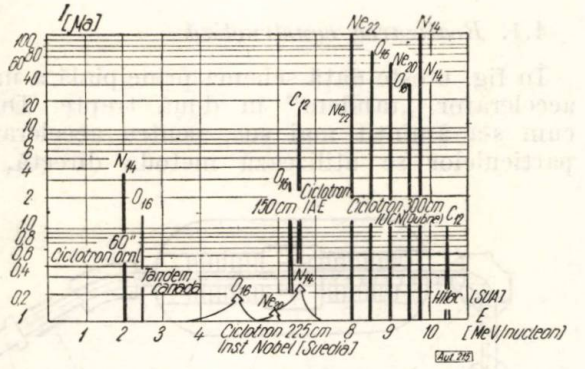


Fig. 4. Grafic comparativ al fasciculelor de ioni grei obţinute cu ajutorul diferitelor metode de accelerare. (Grosimea săgeţilor dă o idee aproximativă despre împrăştierea energetică a fasciculului.)

3.2. *Realizarea constructivă*

Drept exemplu de realizare constructivă tipică dăm descrierea acceleratorului de ioni grei HILAC care funcţionează în Laboratorul de Radiaţii al Universităţii din California. Un accelerator similar este amenajat la Universitatea din Yale. Ambii acceleratori au fost proiectaţi împreună, astfel că majoritatea soluţiilor constructive pe subansambluri sînt identice [9, 10].

Schema de principiu a construcţiei HILAC este dată în figura 5. Subansamblurile principale sînt:

— sursa de ioni *2* de tipul „cu arc electric" cu funcţionare în impulsuri. Durata impulsului: ~ 2 μs; frecvenţa: 10 Hz;

— generatorul Cock-roft-Walton *1* ($V_0 = 500$ kV) la ieşirea căruia se găseşte lentila cuadripolară *3* care focalizează fasciculul de ioni pe diafragma de intrare a acceleratorului preliminar;

— acceleratorul preliminar („prestripper") *4* constă dintr-un rezonator cilindric de cca. 5 m lungime, în care sînt dispuşi 36 de electrozi tubulari de accelerare. Focalizarea fasciculului se realizează cu ajutorul reţelelor montate la intrarea electrozilor de accelerare;

— camera de „despuiere" („stripper") *5* reprezintă un volum vidat avînd o serie de despărţituri-compartimente;

— acceleratorul propriu-zis („poststripper") *6* constă dintr-un rezonator cilindric cu lungime de aproximativ 28 m în care sînt distribuiţi 67 electrozi tubulari de accelerare. Focalizarea fasciculului se realizează cu ajutorul lentilelor magnetice cuadripolare, fiecărui electrod de accelerare corespunzîndu-i o lentilă de focalizare. Fiecare lentilă creează un cîmp magnetic invers ca semn faţă de cîmpul lentilei anterioare realizîndu-se astfel o focalizare „puternică";

— alimentarea cu înaltă frecvenţă se face de la patru oscilatori de putere *7* montaţi în apropierea zonei de intrare a fasciculului în accelerator, urmărindu-se realizarea unei distribuţii optime a gradientului cîmpului electric de-a lungul întregii camere de accelerare. În camera de accelerare sînt montate inele de reglare cu ajutorul cărora se poate regla gradientul de cîmp la valoarea dorită. Frecvenţa tensiunii de accelerare este de 70 MHz.

Acceleratorul propriu-zis este acordat cu acceleratorul preliminar prin intermediul dispozitivului de acord *8*.

Presiunea în cameră este de ordinul 10^{-6} mm Hg. Vidarea se face cu ajutorul pompelor de difuzie cu mercur. „Capcanele" sînt răcite cu azot lichid.

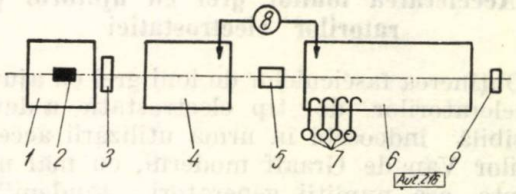


Fig. 5. Schema principială a acceleratorului liniar de ioni grei (HILAC):

1 — Generatorul Cock-roft-Wolton; *2* — Sursa de ioni; *3* — Lentila cuadrupolară magnetică; *4* — Acceleratorul preliminar („prestripper"); *5* — Camera de „despuiere" („stripper"); *6* — Acceleratorul propriu zis („poststripper"); *7* — Oscilatorii de î.f.; *8* — Dispozitiv de acord; *9* — Lentila de focalizare.

3.3. *Mecanismul de accelerare a ionilor grei în HILAC*

Accelerarea iniţială a ionilor cu sarcină mică sa face în acceleratorul preliminar unde ionii cu raportul $\frac{A}{Z} \leqslant 6{,}66$ pot fi accelerati pînă la energia de 1 MeV/nucleon. De aci ionii intră în camera de „despuiere". La acceleratorul HILAC (Berkeley) în interiorul camerei de „despuiere" se află un vaporizator de mercur care produce vaporii necesari pentru „despuierea" ionilor. (În acceleratorul Universităţii din Yale în acest scop se utilizează foiţe subţiri de nichel.) La ieşirea din camera de „despuiere" ionii au sarcini diferite (de exemplu $_{+5}C_{12}$; $_{+6}C_{12}$) şi sînt captaţi în regimul de accelerare. De menţionat că în cazul cînd maşina este reglată pentru accelerarea anumitor ioni, de exemplu $_{+4}C_{12}$, în acelaşi timp vor fi accelerate şi particulele cu sarcină mai mare adică $_{+5}C_{12}$; $_{+6}C_{12}$. Totuşi energia finală a ionilor de sarcină diferită ($+4$; $+5$; $+6$) va fi aceeaşi datorită faptului că în procesul de accelerare ionii se grupează astfel încît la ieşirea din accelerator au practic aceeaşi viteză.

În acceleratorul propriu-zis pot fi accelerati ionii avînd $\frac{A}{Z} \leqslant 3{,}33$ pînă la energia finală

de aproximativ 10,5 MeV/nucleon. Împrăştierea energetică a fasciculului $\frac{\Delta E}{E} \simeq 1{,}5\,\%$. Cu ajutorul HILAC au fost accelerați ioni de Li, B, C, N, O, F, Ne, Cl, Ar cu intensități de cca. 0,5 — 1 μA (fig. 4.)

Greutățile legate de obținerea unui fascicul intens de energie mică (datorită fenomenului de respingere coulombiană la intrarea acceleratorului preliminar) precum și pierderile însemnate în procesul de „despuiere" fac să presupunem că intensitățile fasciculelor obținute de aproximativ 1 μ reprezintă limita posibilităților la acceleratorii de acest tip. În afară de aceasta accelerarea ionilor într-o gamă largă a raportului $\frac{A}{Z}$ în cazul HILAC este relativ dificilă datorită greutăților de modificare a frecvenței de lucru.

4. Accelerarea ionilor grei cu ajutorul generatorilor electrostatici

Obținerea fasciculelor de ioni grei cu ajutorul acceleratorilor de tip electrostatic a devenit posibilă îndeosebi în urma utilizării acceleratorilor Van de Graaff moderni, cu mai multe trepte, așa numiții generatori „tandem", având potențialul de accelerare ~ 5 MV. Cu toate că principiul dublării energiei particulelor accelerate în generatorii electrostatici prin schimbarea semnului sarcinii particulelor era cunoscut mai de mult, totuși numai în ultimii ani s-a reușit utilizarea lui practică în cazul acceleratorilor de tip „tandem".

Desvoltarea generală a tehnicii acceleratorilor și-a imprimat caracterul și asupra dezvoltării generatorilor electrostatici așa încît acceleratorul tandem modern se deosebește sub aspectul constructiv, în mod ensențial, de primele modele de generatori electrostatici cu bandă construiți de către Van de Graaff în jurul anilor 1930.

Făcînd abstracție de numeroasele perfecționări constructive, principiul de funcționare a rămas același. După cum se știe, în generatorii electrostatici (GES) se utilizează metoda accelerării directe a particulelor încărcate. Datorită acestui fapt, în domeniul energiilor nu prea mari (~ 5 MeV) accesibile acestor acceleratoratori, GES au o serie de avantaje prețioase. Printre acestea :

— stabilitatea deosebit de mare și posibilitatea reglării continue a energiei particulelor accelerate ;

— constanța în timp a intensității fasciculului ;

— împrăștierea energetică extrem de mică ;

— divergența unghiulară a fasciculului neînsemnată ($\sim 10^{-3}$ radian).

Aceste calități fac din GES un instrument de neînlocuit în cercetările fizice de mare precizie în domeniul energiilor joase (~ 5 MeV). Utilizarea principiului dublării și triplării energiei în combinație cu o serie de soluții constructive ingenioase au făcut posibilă lărgirea domeniului de lucru cu ajutorul acceleratorilor „tandem" în regiunea 10—12 MeV (pentru protoni).

4.1. *Realizarea constructivă*

În fig. 6 este dată schema principială a unui accelerator „tandem" în două trepte. După cum s-a amintit mai sus, pentru accelerarea particulelor se utilizează metoda directă, în

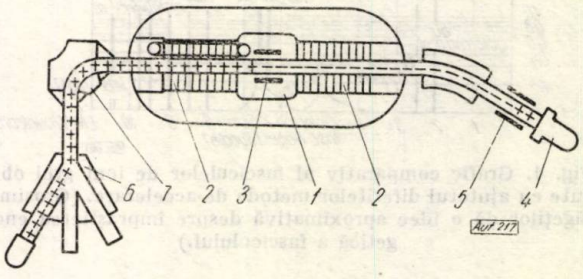


Fig. 6. Schema principială a acceleratorului „tandem" în două trepte :

1 — Electrod de accelerare (conductor) (+) ; *2* — Coloana izolantă ; *3* — Camera de „despuiere" ; *4* — Sursa de ioni pozitivi ; *5* — Canal de schimbare de semn a sarcinii ; *6* — Electromagnet de comutare ; *7* — Electromagnet deflector.

combinație cu principiul schimbării semnului sarcinii. Ionii negativi sînt accelerați sub acțiunea potențialului conductorului de înaltă tensiune *1*, care se găsește așezat la mijlocul coloanei izolante *2*. Potențialul V_0 al electrodului de înaltă tensiune este de $+5$ MV. În interiorul conductorului se află camera de „despuiere" unde ionii negativi accelerați pierd o parte din electroni. Ionii pozitivi obținuți pe această cale sînt accelerați pentru a doua oară de către același potențial al conductorului de înaltă tensiune ; astfel energia finală va fi $E_f = 2eV_0$ (pentru protoni).

Mai detaliat, construcția GES poate fi ilustrată cu ajutorul generatorului „tandem", producție de serie HVEC (High Voltage Eng. Co. ; Burlington, Mass.). Un astfel de generator a fost livrat laboratorului din Chalk River (Ontario, Canada). Acceleratorul lucrează într-o atmosferă de gaz sub presiune (amestec de azot și bioxid de carbon) și este montat într-o cuvă de oțel demontabilă cu dispoziție orizontală. Presiunea în recipient este de cca. 15 at. Dimensiunile acceleratorului (cuvei) : lungimea 11 m și diametrul 2,5 m.

Coloana izolantă *2* este montată pe capacele detașabile ale cuvei și este alcătuită dintr-un număr de plăci de sticlă și plăci metalice dispuse în mod alternativ. Lungimea fiecărei coloane este de $\sim 3{,}7$ m. Gradientul constant de-a lungul coloanei (cca. 14 kV/cm) este asigurat cu ajutorul unui divizor rezistiv. Valoarea rezistenței unei secții este de cca. 1 000 MΩ

(în acest caz curentul de fugă la tensiunea nominală reprezintă 35 μ). Pentru a proteja izolatorii coloanei impotriva supratensiunilor sînt prevăzuți o serie de eclatori sferici.

În interiorul coloanei izolante se află tubul de accelerare care constă dintr-o serie de electrozi metalici și inele izolante de sticlă dispuse în mod analog cu cele din coloana *2*. Între electrozii metalici respectivi ai coloanei și ai tubului este asigurat un contact electric pentru realizarea unei distribuții uniforme a potențialului.

4.2. *Mecanismul de accelerare a ionilor grei în generatorii „tandem"*

Pentru obținerea ionilor negativi se utilizează descărcarea de înaltă frecvență sau un dispozitiv pentru schimbarea de semn a sarcinii. În varianta a doua, după cum se vede din schema principială a injectorului (fig. 7), din sursă se obțin nemijlocit ioni pozitivi, care sînt extrași din camera sursei *1* cu ajutorul electrodului de extracție *3*, care se află la un potențial de — 2,5 kV. După aceasta fasciculul de ioni este focalizat cu ajutorul electrodului de focalizare *4* și pătrunde apoi în canalul *5* în care are loc schimbarea de semn a sarcinii. Acest canal reprezintă un tub metalic cu diametrul 3,1 mm și lungimea 254 mm în care ionii pozitivi sînt accelerați sub acțiunea potențialului —40 kV la care este pus tubul.

Prin canal se trece în mod continuu gaz, în așa fel încît tot timpul să se păstreze presiunea optimă pentru schimbarea de semn a sarcinii. (Debitul de gaz $Q = 1{,}5$ cm³/min la presiunea atmosferică.) Trebuie menționat că randamentul schimbării de semn a sarcinii este destul de mic :

$$i_{(-)} = 0{,}001\ i_{(+)}$$

unde $i_{(-)}$ și $i_{(+)}$ reprezintă intensitatea curentului de ioni negativi și respectiv pozitivi.

De remarcat că nu toate elementele sînt apte pentru procesul de schimbare de semn a sarcinii. Tabela 1 cuprinde elementele capabile să formeze ioni negativi. În total se cunosc 27 de astfel de elemente [11].

Independent de modul de obținere a ionilor negativi, mecanismul ulterior de accelerare

Tabela 2

Elementele capabile să formeze ioni negativi

Perioada	Grupa							
	I	II	III	IV	V	VI	VII	VIII
1	H							
2	Li		B	C		O	F	
3	Na		Al		P	S	Cl	
4	K					Cr		
	Cu				As	Se	Br	
5	Rb							
	Ag				Sb	Te	I	
6	Cs							
	Au		Tl		Bi			

este identic. Ionii negativi la ieșirea din canal sînt din nou focalizați și vor fi accelerați de

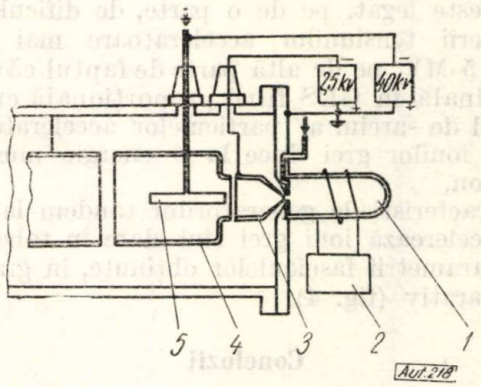


Fig. 7. Schema principială a injectorului pentru acceleratorul tandem :
1 — Camera sursei ; *2* — scilator de înaltă frecvență ; *3* — Electrod de extracție ; *4* — Electrod de focalizare ; *5* — Canal de schimbare de semn a sarcinii

către același potențial al canalului, dobîndind astfel la intrarea în tubul de accelerare propriuzis o energie de 80 keV.

În tubul de accelerare se menține un vid de ordinul 10^{-5} mm Hg și ionii negativi sînt accelerați sub acțiunea potențialului conductorului (+ 5 MV). În cavitatea ecranată a conductorului ionii sînt trecuți prin canalul de „despuiere". Acest canal (fig. 8) reprezintă

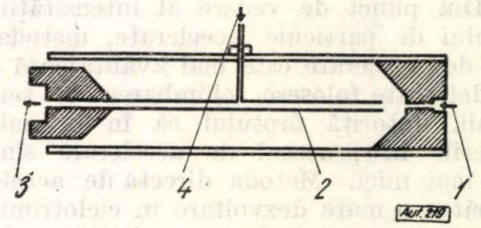


Fig. 8. Schema principală a canalului de „despuere".
1 — Intrarea ionilor negativi ; *2* — Canalul de „despuere", *3* — Ieșirea ionilor pozitivi ; *4* — Introducerea gazului de „despuere".

un tub metalic *2* cu diametrul de 4,57 mm și lungimea 762 mm în care se introduce gazul de „despuiere". Presiunea în interiorul tubului este de $\sim 5 \cdot 10^{-2}$ mm Hg. Trecînd prin canalul de „despuiere" și pierzînd electroni, ionii negativi se transformă în ioni pozitivi avînd aceeași energie însă sarcina mai mare.

Procesul de „despuiere" are un randament cu mult mai mare decît procesul de schimbare de semn a sarcinii. Măsurătorile arată că în acest caz [28]

$$i_{(+)} = 0{,}9\ i_{(-)}.$$

Ionii pozitivi sînt accelerați pentru a doua oară sub acțiunea aceluiași potențial al conductorului iar eneregia finală a fasciculului va fi determinată de numărul de sarcini dobîndit de către ion.

Pe lîngă avantajul incontestabil al unei monocromaticități remarcabile a fasciculului, genera-

torii tandem rămîn totuşi mult în urma acceleratorilor de ioni grei de alte tipuri din punct de vedere al obţinerii energiei maxime. Acest fapt este legat, pe de o parte, de dificultăţile obţinerii tensiunilor acceleratoare mai mari decît 5 MV, pe de altă parte de faptul că energia finală în GES fiind proporţională cu numărul de sarcini al particulelor accelerate, în cazul ionilor grei duce la o energie mică pe nucleon.

Caracteristicile generatorilor tandem la care se accelerează ioni grei sînt date în tabela 1, iar parametrii fasciculelor obţinute, în graficul comparativ (fig. 4).

Concluzii

Din cele expuse se pot trage anumite concluzii asupra avantajelor şi lipsurilor diferitelor metode de accelerare a ionilor grei. Fără îndoială că în cazul concret al unei instalaţii date aprecierea definitivă trebuie făcută ţinînd seama de specificul cercetărilor care se presupune a fi efectuate cu ajutorul ei. În fiecare caz concret pot fi totuşi analizaţi şi comparaţi o serie de parametri de bază ca : intensitatea fasciculului, energia particulelor, împrăştierea energetică etc. care caracterizează destul de complet posibilităţile efectuării unei game largi de experienţe cu ajutorul acceleratorului respectiv.

1. Din punct de vedere al intensităţii fasciculului de particule accelerate, metoda directă de accelerare este mai avantajoasă decît metodele care folosesc schimbarea de semn a sarcinii, datorită faptului că în primul caz pierderile în procesul de accelerare sînt cu mult mai mici. Metoda directă de accelerare a căpătat o mare dezvoltare în ciclotroni deşi în acest caz mai trebuie rezolvată problema extracţiei fasciculului.

2. Din punct de vedere al obţinerii energiilor maxime avantajele sînt de partea acceleratorului liniar iar cel mai dezavantajat este acceleratorul electrostatic de tip „tandem" datorită greutăţilor legate de obţinerea unui potenţial de accelerare mai mare decît 5—6 MV. Din acest punct de vedere ciclotronul ocupă o poziţie intermediară; introducerea variaţiei azimutale a cîmpului magnetic (compensarea creşterii relativiste a masei particulelor accelerate) va permite mărirea limitei superioare a energiei care poate fi obţinută în prezent la instalaţiile de acest tip.

3. Sub aspectul împrăştierii energetice a fasciculului, acceleratorii electrostatici („tandem") la care se poate obţine fără dificultăţi o rezoluţie energetică de ordinul 0,01% prezintă avantaje incontestabile. Împrăştierea energetică a fasciculului la ciclotroni şi la acceleratorii liniari este de acelaşi ordin de mărime, putînd fi redusă la valoarea 1—1,5%. Folosirea metodelor obişnuite de monocromatizare a fasciculului extern permite îmbunătăţirea rezoluţiei energetice, dar este însoţită de pierderi. Din acest punct de vedere, într-o situaţie avantajoasă se vor găsi instalaţiile cu fascicule de intensitate mai mare.

În încheiere ţin să mulţumesc dr. Oganesyan Y. T. pentru discuţiile preţioase şi ajutorul nemijlocit în redactarea materialului.

BIBLIOGRAFIE

[1] Alvarez, L. W.: *High Energy Carbon Nuclei.* Phys. Rev., **58**, 192, 1940.

[2] Condit, R.: *A Cloud-Chamber of Heavy Particles Accelerated in the Cyclotron.* Phys. Rev. **62**, 301, (A) 1942.

[3] York, H. ş.a.: *Acceleration of Stripped Light Nuclei in the Cyclotron.* Phys. Rev. **70**, 446 (A), 1946.

[4] Miller, J. F. ş.a.: *Acceleration of Stripped C_{12} and C_{13} Nuclei in the Cyclotron.* Phys. Rev. **80**, 486, (L), 1950.

[5] Rossi, G. B. ş.a.: *The Acceleration of $+ N_{14}$ Ions in a 60" Cyclotron.* Phys. Rev. **93**, 1, 256 (L), 1954.

[6] Walker, D.: Fremlin, J. H.: *Accelaration of Heavy Ions to high Energies.* Nature, 171, 189, 1953.

[7] Beydon, J. ş.a.: *Etude de la transmitation de cuivre par N et O.* Nuclear Phys. **2**, 593, 1956.

[8] Atterling, H.: *The Acceleration of Heavy Ions in the Stockholm 225 cm. Cyclotron.* Arkiv för Fysic **15**, 39, 531, 1959.

[9] Smith, L.: *Linear Accelerators.* Handbuch der Physik. Springer Verlag, Berlin, 1959.

[10] Hubbard, E. L. ş.a.: *Heavy-Ion Linear Accelerator.* The Review of scient. Instr. **32**, 6, 621, 1961.

[11] Niemann, F. L.: *Low Energy Particle Accelerators for precision Nuclear Physics Research.* Nuclear Instr. **7**, 3, 338, 1960.

[12] Gove, H. E.: *Current Experimentations with the Tandem-Accelerator at the Chalk River Laboratories.* Nuclear Instr. **11**, 63, 1961.

[13] Flerov, G. N.: *Heavy Ion Reaction. Procedings of the Second United Nations Intern. Conference on the Peaceful Uses of Atomic Energy.* Geneva. Vol. **14**, 151, 1958.

[14] Flerov, G. N.: *Osnovnie problemt fiziki mnogozariadnih ionov.* (Materialele Conferinţei de Reacţii Nucleare cu ioni grei) Dubna, 1958.

[15] Oganesyan Y. T.: *Polucenie pucicov uscorennih ionov na 300 cm ţiclotrone OIYI.* Conference on Cyclotron Problems. Cracow, 1961.

[16] Babicev, A. P. Fedorov, N. D.: *Ob uscorenii ionov na ţiclotrone na „subgarmonike".* Priborî i Tehnica Eksperimenta. **1**, 16, 1960.

[17] Livingston, R. S.: *The Oak Ridge Relativistic Isochronous Cyclotron.* Nuclear Instruments. **6**, 1, 1, 1959.

[18] Papineau, A.: *Relations parcours-energie des ions $3 \leqslant z \leqslant 10$* Comptes Rendus. 242, 25, 2933, 1956.

[19] Morozov, P. M. ş.a.: *Istocinic mnogozariadnih ionov azota dlia ţiclotrona.* Atomnaia Energhia **2**, 272, 1957.

[20] Makov, B. N.: *O ţiclotronnom istocinike mnogozariadnih ionov.* (Materialele Conferinţei de Reacţii Nucleare cu ioni grei.) Dubna 1958.

[21] Pasiuk, A. S.: *Rabota istocinica mnogozariadnih ionov na ţiclotrone IAE.* (Materialele Conferinţei de Reacţii Nucleare cu ioni grei). Dubna, 1958.

[22] Teodorescu, I.: *Instalaţii de radiofrecvenţă la acceleratoarele ciclice rezonante.* Automatica şi Electronica 3, 1958, 106.

[23] Alvarez, L. W. ş.a.: *Berkeley Proton Linear Accelerator* Rev. Scient. Instr. **26**, 111, 1955.

[24] Smith, L.; Gluckstern, R. L.: *Focusing in Linear Ion Accelerators.* The Review of Scient. Instr. **26**, 220, 1955.

[25] Grecescu, M.: *Acceleratoare liniare de electroni.* Automatica şi Electronica, 1, 29, 1958.
[26] Ghiorso, A.: *Accelerarea ionilor grei în HILAC.* Comunicare particulară, Dubna, 1959.
[27] Atterling, H.; Lindstrom, G.: *The 225 cm. Cyclotron at the Nobel Institute of Physics,* Stockholm. Arkiv för Fysik **15**, 36, 483, 1959.
[28] Valter, A. K.: *Tandem-uscoriteli.* Sbornik materialov FTI. Harcov, 1960.
[29] Van de Graaff, R. J.: *Tandem Eelectrostatic Accelerators.* Nucl. Instr. **8**, 2, 195, 1960.
[30] — *Procedings of the second conferece on reaction between complex nuclei.* Gatlinburg. Tenn. 1960.
[31] Biryukov. V. A. ş.a.: *Joint Institute for Nuclear Research at Dubna U.R.S.S.* Leipzig, VEB Verlag, 1960.

CRONICĂ

Cea de-a patra sesiune a comitetului preparator internaţional al „Conferinţei internaţionale de tehnica măsurării şi construcţia aparatelor de măsură" (IMEKO)

Budapesta 27.II.-2. III. 1962

După cum se cunoaşte, în anii 1958 şi 1961 au avut loc la Budapesta conferinţele internaţionale despre „Tehnica Măsurării şi Construcţia Aparatelor de Măsură", cu numele prescurtat „IMEKO". Aceste conferinţe care s-au bucurat de un mare interes din partea cercurilor ştiinţifice şi tehnice internaţionale, urmează să se ţină cu regularitate din trei în trei ani.

Conferinţele au fost pregătite de către un comitet preparator internaţional, format din delegaţii asociaţiilor tehnico-ştiinţifice din mai multe ţări.

La şedinţa comitetului preparator, care a avut loc la Budapesta în 2 iulie 1961, s-a hotărît în unanimitate, dat fiind marea importanţă pe care o are IMEKO, ca acest comitet preparator să aibă un caracter permanent, căpătînd denu-

Fig. 1. Prof Striker (R.P.U.) secretarul C.I.P.P. – prezintă raportul de activitate: în stînga prof. dr. Arutiunov, delegatul U.R.S.S. – preşedintele sesiunii.

mirea „Comitetul internaţional preparator pentru IMEKO" (C.I.P.P.).

Ţara noastră este reprezentată în C.I.P.P. de prof. ing. C. Penescu, prorector la Institutul Politehnic din Bucureşti. De menţionat, că ţara noastră a participat încă de la început în acest comitet, luînd parte activă la toate lucrările pregătitoare ale IMEKO.

Fig. 2. Prof. C. Penescu delegatul R.P.R. — vorbeşte despre liniile directoare ştiinţifice pentru IMEKO 1965.

Între 27.II. şi 3.III. a.c. a avut loc la Budapesta cea de-a 4-a şedinţă a comitetului preparator, fiind în acelaşi timp prima şedinţă a C.I.P.P. Ordinea de zi a acestei şedinţe a fost de a se începe pregătirea conferinţei IMEKO — 1964.

Şedinţa C.I.P.P. a reunit 300 de oameni de ştiinţă şi specialişti, delegaţi ai asociaţiilor de tehnica măsurării din 16 ţări.

La recomandarea subcomitetului care a verificat mandatele şi calitatea de membru al C.I.P.P., s-au primit ca noi membre asociaţiile de tehnica măsurării din Anglia, Italia şi Japonia.

Prin aceasta, numărul ţărilor membre ale C.I.P.P. s-a ridicat la 13.

Cu ocazia acestei şedinţe s-au examinat rezultatele obţinute de ultima conferinţă IMEKO; s-a constatat că s-au obţinut rezultate deosebite, atît prin nivelul ridicat al referatelor şi al discuţiilor, cît şi prin deosebita organizare.

Membrii C.I.P.P. au exprimat mulţumiri Asociaţiei Ştiinţifice Maghiare pentru Tehnica Măsurării şi Automatizare pentru activitatea deosebită dusă la această conferinţă.

De asemenea, C.I.P.P. a apreciat munca deosebită a secretariatului, care a permis desfăşurarea lucrărilor în cele mai bune condiţii.

C.I.P.P. a discutat apoi principiile tehnico-ştiinţifice ale viitoarei conferinţe IMEKO. — 1964.

S-a constatat că principiile adoptate pentru conferinţele precedente au fost bune şi s-au elaborat măsuri suplimentare care să asigure ridicarea nivelului comunicărilor şi o participare cît mai intensă la discuţii. În acest scop, numărul comunicărilor pentru toată conferinţa a fost limitat la circa 120, iar comunicările ce urmează să fie prezentate vor fi supuse unei analize minuţioase din partea organizaţiilor membre ale C.I.P.P. şi din partea oamenilor de ştiinţă şi tehnicienilor din cadrul C.I.P.P.

În legătură cu locul şi data ţinerii conferinţei IMEKO, comitetul a acceptat invitaţia Academiei Suedeze de Ştinţe Tehnice ca aceasta să se ţină în luna aprilie 1964 la Stockholm împreună cu tradiţionala conferinţă suedeză „I and M" (Instruments and Meausurements).

În cursul conferinţei va fi organizată şi o expoziţie care se va bucura de o largă participare şi în care se vor arăta cele mai noi realizări în acest domeniu.

Comitetul C.I.P.P. a discutat apoi cooperarea IMEKO cu alte organizaţii ştiinţifice. S-a constatat că există o strînsă colaborare cu Federaţia internaţională de Automatică (I.F.A.) şi că această colaborare trebuie să fie continuată şi la următoarele conferinţe.

Comitetul preparator a luat cunoştinţă că prin grija Asociaţiei Maghiare de Automatică şi Tehnica Măsurării s-au putut tipări într-un timp foarte scurt toate lucrările acestei conferinţe sub denumirea ACTA — IMEKO 1961 (5 volume). S-a putut constata cu această ocazie că rapoartele prezentate au stîrnit un interes deosebit; cu această ocazie comitetul C.I.P.P. a adus din nou mulţumiri autorilor referatelor.

Lucrările comitetului permanent preparator pentru IMEKO pot fi considerate ca deosebit de fructuoase, permiţîndu-se astfel asigurarea unor rezultate şi mai bune la viitoarea conferinţă IMEKO 1964.

Simpozion de teoria sistemelor autoadaptive

Roma 26—28. IV. 1962

Comitetul tehnic de teoria sistemelor automate al Federaţiei internaţionale de Automatică (IFAC) a organizat anul acesta primul simpozion internaţional de teoria sistemelor automate şi primul simpozion organizat în cadrul I.F.A.C. Acest simpozion a fost consacrat problemelor de teoria sistemelor autoadaptive care după cum se cunoaşte reprezintă preocuparea actuală în acest domeniu. La acest simpozion au fost înscrise o serie de comunicări ale specialiştilor din diverse ţări; a fost înscrisă de asemenea o lucrare din ţara noastră.

Simpozionul a avut loc la Roma în zilele de 26—27—28 aprilie 1962 sub preşedinţia academicianului B. M. Petrov (U.R.S.S.) avînd ca vicepreşedinte pe J. G. Truxal (S.U.A.) şi A. Manino (Italia).

Simpozionul s-a desfăşurat în cinci şedinţe; la una din aceste şedinţe delegatul R.P.R., prof. C. Penescu a fost ales secretar (şedinţa a avut ca preşedinte pe academicianul B. M. Petrov (U.R.S.S.) şi vicepreşedinte pe H. Chestnut (S.U.A.).

Comunicările prezentate au fost la un nivel ştiinţific ridicat şi au arătat preocupările serioase care se dezvoltă în acest domeniu.

Astfel trebuie menţionată lucrarea prof. Krasovschi (U.R.S.S.) despre „Tehnica căutării optimale pentru sisteme automate extremale continue", a prof. Pospelov (U.R.S.S.) despre „Soluţii optimale în comanda sistemelor discrete", a dr. D.L. Melen (S.U.A.) „Aplicare la automatizarea adoptivă a zborurilor" şi altele.

Întrucît în domeniul nou al sistemelor autoadaptive conceptele şi noţiunile nu sînt încă suficient clarificate au stîrnit interes rapoartele: Li-Pun (Elveţia) „Analiza sistemelor automatizate utilizînd conceptul structurilor adaptive" şi Gordon Pask (Anglia) „Evoluţia fizică şi lingvistică a sistemelor autoorganizate".

În problema cu totul nouă a sistemelor automate predictive a fost expus raportul dr. R. E. Kalman (S.U.A.) intitulat „Despre prezicerea adaptivă". De asemenea, au mai fost prezentate o serie de rapoarte care s-au ocupat concret de analiza unor sisteme realizate.

La acest simpozion au participat 65 de persoane reprezentînd 18 ţări. După cum a remarcat în cuvîntul de încheiere academicianul Petrov, lucrările s-au desfăşurat într-o atmosferă prietenească şi vor conduce fără îndoială la o dezvoltare a studiilor teoretice în acest domeniu.

Prof. Kindler din R.D.G., un specialist recunoscut în domeniul automaticii, nu a putut însă participa deoarece nu a primit viza de intrare în Italia. Această discriminare care s-a făcut a contribuit, fără îndoială, în mod defavorabil la desfăşurarea simpozionului şi este regretabil că organizatorii simpozionului nu au putut crea condiţii de participare delegaţilor tuturor ţărilor.

S-a remarcat că teoriile moderne se aplică din ce în ce mai mult în sistemele automate (teoriile savanţilor sovietici Liapunov, Pontreaghin şi alţii). De remarcat, că recent savantul sovietic Pontreaghin a fost distins cu Premiul Lenin.

Participanţii la simpozion în unanimitate au hotărît să-i transmită o telegramă de felicitare.

Simpozionul a fost urmat de vizite cu caracter tehnic la: Institutul superior de poştă şi telecomunicaţii, la laboratoarele naţionale ale Sincrotronului de la Frascati, la uzinele Fiat (Milano) şi la uzinele de maşini de calcul Olivetti.

Simpozionul a fost deosebit de bine organizat şi gazdele italiene au fost atente cu toţi participanţii, creînd condiţii foarte bune desfăşurării lucrărilor.

Se poate spune că simpozionul de teoria sistemelor autoadaptive care s-a ţinut la Roma a avut rezultate din cele mai bune şi că această acţiune, aşa după cum s-a hotărît în şedinţa comitetului de teoria sistemelor automate al I.F.A.C., care s-a ţinut imediat după simpozion, trebuie amplificată şi continuată.

Trebuie menţionat că, chiar în cursul acestui an, în toamnă, comitetul de teoria sistemelor automate va organiza la Moscova un nou simpozion consacrat problemelor de teoria algebrică a mecanismelor automate.

Prof. **C. Peneseu**

RECENZII

GR. C. MOISIL: **Circuite cu tranzistoare**, Editura Academiei R.P.R., vol. **I**, 1961, 142 pag., 94 fig; vol. **II**, 1962, 154 pag., 106 fig.

Activitatea academicianului Gr. C. Moisil în domeniul teoriei schemelor cu contacte şi relee este bine cunoscută pe plan mondial. Studiile întreprinse de dînsul şi de elevii săi, în această direcţie, sînt foarte numeroase, şi se referă atît la schemele cu contacte şi relee, cît şi la cele cu elemente electronice de circuit. În această din urmă direcţie, o serie de cercetări mai vechi se refereau la circuitele cu tuburi electronice şi cu criotroni.

Actuala monografie se referă la circuitele cu tranzistori. Ea apare sub egida Comisiei de automatizări şi a Institutului de matematici al Academiei R.P.R., făcînd parte din seria intitulată „Monografii asupra teoriei algebrice a mecanismelor automate".

Această lucrare se încadrează într-o serie de monografii şi tratate, pe care acad. Gr. C. Moisil le-a dedicat teoriei algebrice a mecanismelor automate, serie de lucrări din care, pînă în prezent, au mai apărut încă trei, şi anume: Scheme cu comandă directă cu contacte şi relee (1959); Funcţionarea în mai mulţi timpi a schemelor cu relee ideale (1960); Teoria algebrică a mecanismelor automate (1959). Dintre acestea, primele două titluri au apărut în Editura Academiei R.P.R., iar ultimul în Editura Tehnică.

Lucrarea de faţă este rezultatul lecţiilor expuse de acad. Gr. C. Moisil, la Uzinele „Grigore Preoteasa", lecţii organizate în luna ianuarie 1961, de către Comisia de automatizări a Academiei R.P.R. şi ASIT şi are ca obiect studiul circuitelor formate din tranzistori de tip PNP sau NPN.

Ideea fundamentală este aceea că tranzistorul poate fi considerat ca element de comutare, în sensul că pentru semnale de amplitudini convenabile, aplicate pe unii din electrozii tranzistorului, acesta poate fi considerat ca un element bipolar, care prezintă continuitate sau este întrerupt. Cu alte cuvinte, tranzistorul are în acest mod de tratare numai două stări posibile: blocat şi conductor.

Precizăm că starea tranzistorului depinde în mod univoc de semnalul electric aplicat pe electrodul de comandă, semnal care se prezintă sub forma unui puls, care are şi el numai două amplitudini posibile.

Starea t a tranzistorului este o mărime care are una din două valori posibile (0 la 1) ca şi semnalul de comandă x. Funcţiei t, i se aplică apoi regulile de calcul dezvoltate în această lucrare.

Plecînd de la aceste idei simple, se dezvoltă o întreagă teorie, cuprinzînd montajul cu unu, doi sau mai mulţi tranzistori.

Se remarcă faptul că circuitele cu tranzistori se pot studia comod cu ajutorul unor funcţii logice, diferite în parte de cele care intervin în studiul circuitelor cu contacte şi relee. Astfel, de exemplu, în studiul circuitelor cu tranzistori, intervin în mod curent funcţiile lui Sheffer.

Pentru a prezenta cartea mai în detaliu, precizăm că primul volum cuprinde şapte capitole, iar cel de-al doilea 14.

În primele capitole se face o prezentare a fenomenelor fizice fundamentale care intervin în joncţiunile tranzistorului. De asemenea, se expun ideile de bază privind modul în care circuitele cu tranzistori pot fi abordate cu ajutorul instrumentului logicii matematice.

Tratarea este exhaustivă, stabilindu-se care sînt funcţiile ce pot fi realizate cu ajutorul montajelor în care intervin tranzistori, conectaţi în anumite moduri.

În lucrare se face o distincţie între montajele numite „cu un nivel" şi cu „două nivele".

În primul caz, este vorba de lanţuri de tranzistori. In cel de-al doilea caz este vorba de matrici de tranzistori, care sînt uniţi prin legături pe orizontală şi, de asemenea, prin una sau două legături pe verticală la extremităţi.

Aşa după cum am amintit, studiul este exhaustiv, stabilindu-se pentru fiecare categorie, atît instrumentul matematic adecvat, cît şi funcţiile logice care pot fi realizate de categoria reaspectivă de circuite.

Analizîndu-se astfel 25 de circuite cu două niveluri cu tranzistori NPN, se ajunge la concluzia că ele sînt descrise prin opt funcţii logice distincte.

Trebuie subliniat faptul că, din studiile întreprinse, acad. Gr. C. Moisil reuşeşte să degajeze o metodă de dualitate, graţie căreia proprietăţile unui circuit în care intervin numai tranzistori de tip NPN pot fi deduse dintr-un circuit care conţine numai tranzistori de tip PNP — şi invers.

Un rezultat important care trebuie subliniat este scoaterea în evidenţă a faptului că în circuitele cu tranzistori, circuitul care corespunde la suprapunerea a trei funcţii din cele care intervin în mod curent în studiul circuitelor cu tranzistori, cu unu sau două nivele, nu conduce la un circuit care să fie descris printr-o funcţie logică nouă.

În primul volum se abordează şi sinteza circuitelor omogene, pentru care se stabilesc opt metode de sinteză.

Cel de-al doilea volum tratează, de asemenea, o serie întreagă de probleme foarte interesante, printre care menţionăm, de exemplu, capitolul intitulat „Sinteza circuitelor mixte cu nivele omogene".

Şi pentru această problemă se dau opt metode de rezolvare.

Tot în cel de-al doilea volum se abordează probleme deosebit de interesante, ca studiul circuitelor cu tranzistori şi redresori şi tranzistori şi rezistenţe. De asemenea, se abordează studiul circuitelor cu tranzistori cu dublă comandă.

O problemă interesantă, care apare în cel de-al doilea volum este aceea a simplificării formelor normale.

Întreaga lucrare este deosebit de valoroasă, atît prin noutatea problemelor abordate, cît, în special, prin ţinuta de înaltă rigurozitate, unită cu o claritate perfectă.

Prin tratarea exhausivă a problemelor, se pune la dispoziţia inginerului, o serie întreagă de rezultate, care îi permit acestuia să se orienteze foarte uşor în stabilirea acelor montaje care corespund unei probleme date.

Lucrarea de faţă este unică pe plan mondial şi reprezintă o nouă contribuţie importantă a şcolii romîneşti la studiul general al schemelor cu tranzistori, utilizate în automatizări.

E. N.

Electronică cuantică, (lucrările unui simpozion editate de Charles H. Townes), Columbia University Press, New York, 1960, 606 pag.

În ultimii ani, ingineria electronică şi fizica apar din ce în ce mai strîns legate, fiind interesate în special în studiul în comun al fenomenelor cuantice, care se produc în domeniul frecvenţelor radio şi în microunde. Din interacţiunea acestor două discipline a rezultat un nou domeniu de activitate şi anume electronica cuantică.

Rezultatele obţinute în acest domeniu sînt de acum deosebit de interesante. Amintim, astfel, de crearea în U.R.S.S. şi S.U.A. a standardelor atomice de frecvenţă, care au o precizie de ordinul lui 10^{-11}; amplificatorii moleculari sînt, de asemenea, produse ale acestei discipline, care se ocupă, de dispozitivele cunoscute sub numele de maser şi laser.

Simpozionul de faţă se ocupă de un aspect important al electronicii cuantice, şi anume de fenomenele de rezonanţă.

Simpozionul s-a ţinut la Shawanga Lodge, New York, în septembrie 1959, şi a reunit atît ingineri electronişti, cît şi fizicieni.

Tehnica electronică este în ultimul timp foarte utilă în spectroscopia efectuată în domeniul frecvenţelor radio. Acest domeniu al spectroscopiei a pus în evidenţă aspecte noi, tocmai graţie descoperirii posibilităţii de a efectua analize spectroscopice în domeniul frecvenţelor radio. Actualmente, studiul interacţiunii dintre undele electromagnetice şi molecule sau atomi devine din ce în ce mai promiţător. Este normal să credem că în domeniul undelor milimetrice, vor apărea fenomene interesante privind interacţiunea acestor unde cu interiorul edificiului atomic.

Lista lucrărilor prezentate la acest simpozion cuprinde 67 de titluri. Un număr relativ mare de lucrări s-au ocupat de problema maserilor, ca şi a standardelor de frecvenţă cu atomi de cesiu.

O altă categorie de probleme studiate trata generarea şi amplificarea microundelor de către dispozitive feromagnetice şi, în general, solide.

În afara studiilor teoretice, sau de prezentare a unor date experimentale, s-au abordat şi unele chestiuni legate de zgomot, lungime de bandă, atenuare şi putere. Este vorba de legătura — în microunde — cu un satelit care retransmite semnale primite de la Pămînt.

În general, problemele noi ale electronicii cuantice sînt deosebit de bine prezentate în lucrare. Astfel, rezonanţa paramagnetică, pomparea optică, amplificatorii parametrici, aplicaţia amplificatoarelor foarte sensibile în radioastronomie, efecte cuantice la amplificatori şi în comunicaţii, sînt numai cîteva din temele abordate.

Marea varietate de probleme abordate, din puncte de vedere diferite, uşurează clarificarea şi unificarea ideilor de bază comune electronicii şi mecanicii cuantice. Din lucrările acestui simpozion rezultă, de asemenea, domeniile în care apare probabilă dezvoltarea în viitor a unor noi direcţii de cercetare.

Simpozionul la care ne referim prezintă, în mod just, importanţa pe care o are actualmente în electronică stăpînirea unui aparat matematic adecvat descrierii fenomenelor cuantice, ca şi ponderea elementelor de bază ale mecanicii cuantice. El scoate în evidenţă faptul că, actualmente, electronica cuantică este una din direcţiile importante în care se produce cel mai rapid progres în electronică.

Lucrările acestui simpozion sînt atît pentru electronişti, cît şi pentru fizicieni, deoarece apare tot mai clar că din colaborarea acestor două specialităţi, rezultă posibilitatea abordării, într-un mod principial, a unor probleme de interes vital pentru ambele specialităţi.

E. N.

Probleme de cibernetică nr. 6. Moscova, 1961, 304 pag.

Acest nou volum al interesantei publicaţii sovietice dedicată problemelor de cibernetică cuprinde 7 rubrici şi anume : I. Probleme generale, II. Programare, III. Calculatoare, IV. Probleme de economie matematică, V. Procese de comandă în organismele vii, VI. Probleme de lingvistică, matematică, VII. Cronică.

În general, materialele publicate sînt foarte interesante şi, ca şi în celelalte numere, la un înalt nivel teoretic.

În prima rubrică, O. B. Lupanov studiază problema realizării unor funcţii de algebră logică.

În partea de programare se remarcă diverse articole, cum ar fi, de exemplu, V. V. Martiunuk : Metoda adreselor simbolice ; V. A. Surîghin şi N. N. Ianenko : Asupra realizării în calculatoarele electronice a algoritmilor algebro-diferenţiali. Tot în această rubrică apare şi articolul lui L. H. Viazalov şi I. I. Morozov. Programe standard ajutătoare.

În partea rezervată calculatoarelor electronice, V. I. Sobelman se ocupă de problemele geometriei matricelor cu ferite. Aceste elemente se întrebuinţează astăzi din ce în ce mai mult în realizarea memoriilor, şi studiul respectiv prezintă noi puncte de vedere interesante în această problemă.

La rubrica „Problemele economiei matematice" se publică un referat general intitulat în mod sugestiv „Asupra posibilităţii de automatizare a controlului economiei naţionale". Referatul este semnat de cunoscuţii specialişti sovietici acad. A. I. Berg, A. I. Kitov, specialist în calculatoarele electronice şi prof. A.A. Leapunov, cunoscut cibernetician sovietic.

Acest referat ridică o problemă deosebit de importantă, avînd în vedere că graţie calculatoarelor electronice, într-un timp foarte scurt, se pot studia în mod complet diverse variante de rezolvare a unor probleme economice, devenind astfel posibil să se dispună de un criteriu ştiinţific privind planificarea investiţiilor, eficacitatea lor economică etc.

În rubrica privind procesele de comandă în organismele vii apar trei studii, dintre care două ale lui V. P. Efroimson.

Primul se referă la mecanismul de comandă a anticorpilor, în lumina datelor de genetică imunologică şi biochimia hemoglobinei la om.

Problema aceasta este deosebit de interesantă, deoarece abordează o chestiune foarte nouă, anumite maladii care se datoresc unor defecte în programul de formare a hemoglobinei.

Al doilea referat al acelaşi autor tratează problema mecanismului de comandă în boala de radiaţie.

Al treilea articol se datoreşte lui N. A. Bernştein şi tratează problema fiziologiei activităţii.

Evident, această problemă este abordată din punct de vedere cibernetic, şi autorul propune o interesantă schemă care să explice funcţionarea omului în procesul de activitate, ţinînd seama de datele actuale ale ciberneticii.

În ceea ce priveşte problemele de lingvistică matematică, în acest număr apar patru articole, dintre care unele ample. În această categorie intră studiul lui I. A. Melciuk, intitulat „Analiza morfologică pentru maşina de tradus". Studiul se referă la limba rusă şi cuprinde 70 de pagini de revistă.

Menţionăm, de asemenea, articolul lui N. M. Grişenko : „Particularităţile codării şi algoritmului de programare, pentru analiza morfologică a textelor de limba rusă la calculatorul Kiev".

Partea de cronică cuprinde două informaţii, din care una privind sesiunea din 13—17 iulie 1960 a Laboratorului de biofizică al Institutului de biologie UFAN, sesiune la care au participat 70 de biologi, fizicieni şi matematicieni din Moscova, Leningrad, Sverdlovsk şi Novosibirsk.

Cea de-a doua informaţie se referă la activitatea Secţiei de cibernetică din Kiev. Se arată astfel, care a fost activitatea acestei secţii în perioada 1960/61, dîndu-se o listă a referatelor prezentate, ca şi a ciclurilor de lecţii organizate. Menţionăm că, de asemenea, la Kiev s-au ţinut o serie de lecţii populare privind cibernetica.

Ca şi în numerele precedente, actualul număr prezintă un material vast şi deosebit de interesant pentru ciberneticieni, indiferent de domeniul lor de activitate.

E.N.

MŰSZAKI KÖNYVTÁRES DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1883 ORSZÁGOS

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 621-52. 622.276

EVGHENIDE, C., IONĂSCUT, A. и SLEV, V.:

Автоматизация технологических процессов добычи нефти, с ссылкой на первые промышленно-экспериментальные установки в РНР.

Automatica şi Electronica **6** (5962) № 4, стр. 137—145

Вкратце описывается первая установка телеконтроля и автоматизации, созданная на одном из нефтепромыслов РНР, а также полученные технические и экономические результаты и делаются выводы относительно направления расширения автоматизации.

ДК 621-52 : 677.21.054.15 : 66.093.2

HERSCOVICI, H. и MĂRCUT, I.:

Установки для автоматической регулировки влажности хлопковой основы на шлихтовальной машине в текстильной промышлености.

Automatica şi Electronica **6** (1962) № 4, стр. 145—149

Представлен принцип метода определения влажности текстильных материалов и описывается аппарат, созданный для непрерывного определения и автоматической регулировки влажности нитей основы. Установка была сконструирована Текстильным научно-исследовательским институтом и смонтирована для опробования на Бухарестском хлопкоперерабатывающем предприятии.

ДК 621.373.001.57 : 681.142-523.8

MIRON, C. и HĂNGĂNUT, M.:

Универсальный генератор функций с диодами.

Automatica şi Electronica **6** (1962) № 4, стр. 149—155

Описывается нелинейная схема с диодами, связанная на обыкновенном входе с действующим, усилителем, имющимся в аналогическом калкуляторе, и которая образует вместе с ним универсальный генератор функций. Даются уточнения к примененным конструктивным решениям с замечанием о том, что генератор имеет и специальный характер. Далее указывается методика расчета и регулировки схемы, останавливаясь на экспериментальных погрешностях.

ДК 681.142-523.8 : 621.316.8 : 621.382.3

WEISSMANN, E.:

О проектировании логического элемента с сопротивлением и транзисторами.

Automatica şi Electronica **6** (1962) № 4, стр. 156—161

В работе представлен оригинальный метод расчета для логической схемы типа „НИЧИ".

ДК 621.391 :338.05

WIENER, U.:

Относительно информационной обработки измерительных процессов.

Automatica şi Electronica **6** (1962) № 4, стр. 161—167

На основании полученных результатов по теории передачи информаций в статье сигнадизируются способы информационной классификации некоторых процессов измерения, подчеркивая возможности, которые вытекают из такого способа трактовки вопроса. Демонстрируется зависимость между метрологическими и информационными характеристиками, а также представлен анализ некоторых процессов измерения на основании включения их в информационный процесс.

ДК 681.142.074

SCHEFLER, S.:

Мультипликационные устройства, используемые в комплексах расчета.

Automatica şi Electronica **6** (1962) № 4, стр. 168—172

В статье представлены требования, предъявлямые к современным мультипликационным устройствам. Затем, после детальной их классификации анализируются преимущества и отрицательные стороны каждого контура в отдельности, особо отмечая устройства прямого непосредственного решения мультипликации. Автор в начале дал сравнительный анализ электромеханических и электронных устройств, после чего сделал обзор ряда возможностей реализации электронной мултипликации конкретизированных на различнных блок-схемах, и в конхе, более подробно остановился на схемах с импульсом. Особо отмечаются устройства с двойной модуляцией импульсов с реакцией и без реакции.

ДК 621.384.6 :537.563

INDREAS G.:

Ускорение тяжелых ионов.

Automatica şi Electronica, **6** (1962) № 4, стр. 172—181

После перечисления условй, которым должны удовлетворять пучки тяжелых ионов, представлены методы и установки по ускорению многократно заряженных ионов. Анализируются премущества и недостатки этих методов с точки зрения возможностей выполнения физических исследований с помощью этих пучков.

ХРОНИКА

РЕЦЕНЗИИ

INHALTSVERZEICHNIS

DK 621-52 : 622.276

EVGHENIDE, C., IONĂSCUT, A. u SLEV, V.:

Die Automatisierung der technologischen Prozesse in der Erdölförderung mit Bezugnahme auf die erste in der RVR gebaute industrielle Versuchsanlage.

Automatica şi Electronica, **6** (1962) H. 4, S. 137—145

Der Aufsatz enthält eine kurze Beschreibung der ersten automatischen Fernüberwachungsanlage in einem Förderbetrieb in der RVR, die technischen und wirtschaftlichen Ergebnisse und Schlussfolgerungen über die zu befolgende Ausrichtung bei der Erweiterung der Automatisierung in der Erdölindustrie.

DK 621-52 : 677.21.054.15 : 66.093.2

HERSCOVICI, H. und MĂRCUT, I.:

Anlage zur automatischen Regelung der Feuchtigheit der Baumwollkette an den Leimungsmaschinen in der Textilindustrie.

Automatica şi Electronica, **6** (1962) H. 4, S. 145—149

Es wird das Prinzip des Verfahrens zur Feuchtigkeitsmessung bei Textilien dargelegt und die Vorrichtung für das kontinuierliche Messen und automatische Regeln der Feuchtigkeit der Kettenfäden beschrieben. Die Anlage wurde im Institut für Textilforschung entwickelt und probeweise im Bukarester Betrieb für die Baumwollindustrie montiert.

DK 621.373.001.57 : 681.142-523.8

MIRON, C. und HĂNGĂNUT, M.:

Ein mit Dioden bestückter Universal — Funktion-Generator

Automatica şi Electronica, **6** (1962) H. 4, S. 149—155

Es wird eine nichtlineare Schaltung mit Dioden beschrieben die im gewöhnlichen Eingang eines, in einem Analogrechner eingebauten Operational-Verstärkers angeschlosen, gemeisam mit diesem einem Universal-Funktion-Generator bildet. Es werden Angaben über die angewandte konstruktive Lösung gegeben und darauf hingewiesen, dass der Generator auch einen Sondercharakter aufweist. Fortfahrend wird die Methodik der Berechnung und Regelung der Schaltung mit Bezugnahme auf die Versuchs-Rechenfehler beschrieben.

DK 681.142-523.8 : 621.316.8 : 621.382.3

WEISSMAN, E.:

Über das Entwickeln des logischen Elements mit Widerständen und Transistoren

Automatica şi Electronica, **6** (1962) H. 4, S. 156—161

Im Aufsatz wird ein neues Berechnungsverfahren für die logische Schaltung vom Typ „N.I.C.I." dargelegt.

DK 621.391 : 338.05

WIENER, U.:

Einige Betrachtungen hinsichtlich der Informationsübertragung bei Messungen

Automatica şi Electronica, **6** (1962) H. 4, S. 161—167

Der Verfasser unterstreicht die auf Grund der wichtigsten in der Theorie der Informationsübertragung erzielten Ergebnisse ferner die informative Einstufung einiger Messungen sowie die Möglichkeiten, die durch eine solche Lösung des Problems erwachsen. Es wird die Korelation zwischen den metrologischen und informativen Kenndaten erläutert und die Analyse einiger Messungen auf Grund ihrer Einstufung in den Informationsprozess dargelegt.

DK 681.142.074

SCHEFLER, S.:

Multipliziervorrichtungen für Berechnungskomplexe

Automatica şi Electronica, **6** (1962) H. 4, S. 163—172

Im Aufsatz werden die Bedingungen, die die modernen Multipliziervorrichtungen zu erfüllen haben angeführt. Nach einer eingehenden Einstufung dieser Vorrichtungen werden die Vor — und Nachteile für jeden einzelnen Kreis hervorgehoben und die Vorrichtungen mit direkter, unmittelbarer Lösung der Multiplikation eingehender behandelt. Nachdem der Verfasser die elektromechanischen und electronischen Vorrichtungen vergleischsweise dargelegt hat, zählt er eine Reihe Möglichkeiten der elektronischen Durchführung der Multiplikation an, die in verschiedenen Blockschaltungen veranschaulicht werden and erläutert abschliessend die Impulsschaltungen. Das Hauptgewicht wird auf die Vorrichtung mit doppelter Impulsmodulation mit und ohne Reaktion gelegt.

DK 621.384.6 : 537.563

INDREAS, G.:

Die Beschleunigung der Schwer-Ionen

Automatica şi Electronica, **6** (1962) H. 4, S. 172—181

Nach einer Aufzählung der Bedingungen, die die Bündel schwerer Ionen aufweisen müssen, werden die Verfahren und Anlagen zur Beschleunigung der vielfach geladenen Ionen beschrieben, Der Verfasser analysiert die Vorteile und Mängel des Verfahrens vom Standpunkt der Möglichkeiten, mit Hilfe diesser Strahlenbündel physikalische Forschungen durchzuführen.

CHRONIK

BUCHBESPRECHUNGEN

SOMMAIRE

CD 621.52 : 622.276

EVGHENIDE, C., IONĂSCUT, A. et SLEV, V. :

L'automation des processus technologiques dans l'extraction du pétrole brut en se rapportant à la première installation expérimentale-industrielle réalisée en R.P.R.

Automatica şi Electronica, **6** (1962) nr. 4, p. 137—145

On présente brièvement la première installation télécontrôle et d'automation sur un chantier en R.P.R., les résultats techniques et économiques obtenus et on tire des conséquences concernant la voie à suivre en vue de l'extension de l'automation du pétrole brut.

CD 621-52 : 677.21.054.15 : 66.093.2

HERŞCOVICI, H., und MĂRCUT, I. :

Installation pour le réglage automatique de l'humidité des trames en coton aux machines à encoller dans l'industrie textile.

Automatica şi Electronica, **6** (1962) nr. 4, p. 145—149

On présente le principe de la méthode de mensuration de l'humidité des materiaux et on décrit un appareil réalisé pour la mensuration continuel'e et le réglage automatique de l'humidité des fils de trame. L'installation à été executée dans le cadre de l'Institut de recherches textiles et montée à fin d'expérimentations à l'entreprise pour l'industrie du coton de Bucarest.

CD 621.373.001.57 : 681.142-523.8

MIRON C., HĂNGĂNUT, M. :

Un génerateur universal de fonctions à diodes.

Automatica şi Electronica, **6** (1962) nr. 4, p. 149—155

On décrit un schéma non-linéaire a diodes qui, relie à l'entrée habituelle d'un amplificateur opérationel existent dans un calculateur analogique, forme joint à celui-ci, un générateur universal de fonctions. On donne des précisions concernant les solutions constructives adoptées en remarquant que le générateur possède également un caractère spécialisé. On montre par la suite la méthodique de calcul et de réglage des schéma, en se rapportant aux erreurs expérimentales

CD 681.142-523.8 : 621.316.8 : 621.382.3

WEISSAMANN, E. :

Sur la projection de l'élement loqigue résistances et transisteurs.

Automatica şi Electronica, **6** (1962) nr. 4, p. 156—161

On présente dans l'article une méthode originale de calcul pour un schéma logique du type „N.I.C.I.".

CD 621.391.338.05

WIENER, U. :

Certains considerations concernant le traitement informationel du processus de mensuration.

Automatica şi Electronica, **6** (1962) nr. 4, p. 161—167

L'article signale, se fondant sur les principaux résultats obtenus par la théorie de la transmission des informations, les modalités d'encadrement informationel de certains processus de mensuration, en soulignant aussi les possibilités qui découlent de cette manière d'aborder le problème. On y démontre la correlation entre les caractéristiques métrologiques et les informationelles et on présente l'analyse de certains processus de mensuration, sur la base de leur encadrement dans le processus d'information.

CD 681.142.074

SCHEFLER, : S. :

Dispositifs de multiplication utilisés dans les complexes de calcul.

Automatica şi Electronica, **6** (1962) nr. 4, p. 168—172

On présente dans l'article les conditions qui s'imposent aux dispositifs multiplicateurs modernes. Plus loin, après avoir prsénté une classification détaillé de ceux-ci, on fait une analyse des avantages et des désavantages que présentent chaque circuit pris séparément, en insistant sur les dispositifs à solution directe immédiate, de la multiplication. Après une présentation comparative des dispositifs électromécaniques et électroniques, l'auteur passe en revue une série de possibilités de réalisation électronique de la multiplication — concrétées sur différents shémas- bloc — s'arrêtant à la fin, d'une manière plus détaillée, sur les chémas a impulsions. L'accent porte sur les dispositifs à double modulation des impulsions, avec ou sans réaction.

CD 621.384.6 : 537.563

INDREAS, G. :

L'accélération des ions lourds.

Automatica şi Electronica, **6** (1962) nr. 4, p. 172—181

Après énumeration des conditions que doivent remplir les fascicules de ions lourds, on présente les méthodes et les installations pour l'accélération des ions changés de façon multiple, On analxse les avantages et les manques de ces méthodes sous l'aspect des possibilités d'effecteur des recherches physiques à l'aide de ces fascicules.

CHRONIQUE

COMPTES-RENDUS

CONTENTS

DC 621-52 : 622.276

EVGHENIDE, C., IONĂSCUT, A. et SLEV, V. :

The automation of technological processes in crude oil extraction with special reference to the first experimental industrial installation produced in the R.P.R.

Automatica şi Electronica, **6** (1962) No. 4, p. 137—145

The first telecontrol and automation installation achieved at an oilfield in the R.P.R. is briefly described. The technical and economic results obtained are shown and some conclusions drawn concerning the path to follow in extenring the automation of crude oil extraction.

DC 621-52 : 677.21.05.4.15 : 66.093.2

HERŞCOVICI, H. et MĂRCUT I. :

Equipment fot the automatic adjustment of the humidily of cotton warps in ways dressing machines.

Automatica şi electronica, **6** (1962) No. 4, p. 145—149

The principle on which the method of measuring the humidity of textile materials is based is discussed and a description is given of an apparatus designed for the continous measurement and automatic adiustment of the humidity of warp threads. This equipment has been produced within the framework of the Textile Research Institute and set up at a cotton enterprise in Bucharest in view of experiments.

DC 621.373.001.57 : 681.142-523.8

MIRON C. et HĂNGĂNUT M. :

A universal function generator with diodes.

Automatica şi Electronica, **6** (1962) No. 4, p. 149—155

The description is given of a non linear scheme with diodes, which is connected to the usual entrance of an operational amplifier existing is an analogical computer forming together a universal function generator Some explanations are given concerning the constructive solutions adopted in the case of this generator which is also of a specialized character. Several aspects concerning the computation methods and scheme regulating are discussed with reference to experimental errors.

DC 681.142-523.8 : 621.316.8 : 621.382.3

WEISSMAN, E. :

On the design of the logical element with resistances and transistors.

Automatica şi Electronica, **6** (1962) No. 4, p. 156—161

An original computation method for a logical scheme of the „N.I.C.I." type

DC 621.391 : 338.05

WIENER, U. :

Some considerations concerning the informational treating of measurement processes.

Automatica şi Electronica, **6** (1962) No. 4, p. 161—167

Based on the main results obtained by applying the theory of information transmission, the author discusses the informational analysis of some measurement processes, emphasizing the possibilities resulting from this way of tackling the problem. The correlation between the metrological and informational characteristics is demonstrated and some measurement processes analysed on the basis of their inclusion in the information process.

DC 681.142.074

SCHEFLER S. :

Multiplying devices in computers.

Atuomatica şi Electronica, **6** (1962) No. 4, p. 168—172

The conditions to be met by modern multiplying devices are swohn, followed by a detailed classification of such devices. The advantages and limitation of each circuit are pointed out, insisting on the devices allowing a direct solution of multiplication. After a comparative presentation of the electromechanical and electronic devices, the author reviews several possibilities of electronically performing the multiplication, including some different block schemes. Impulse schemes are discussed in greates detail. Strees is laid upon double impulse modulation devices with or without reaction.

DC 621.384.6 : 537.563

INDREAS G. :

The acceleration of heavy ions

Automatica şi Electronica, **6** (1962) p. No. 4, 172—181

After enumerating the requirements to be met by heavy ion fascicles, the author describes the methods and equipment used to accelerate such ions. The advantages and drawbocks of these methods are analysed in the light of the possibilities of performing physical researches by means of these fascicles.

CHRONICLE

REVIEWS

MACHINOEXPORT

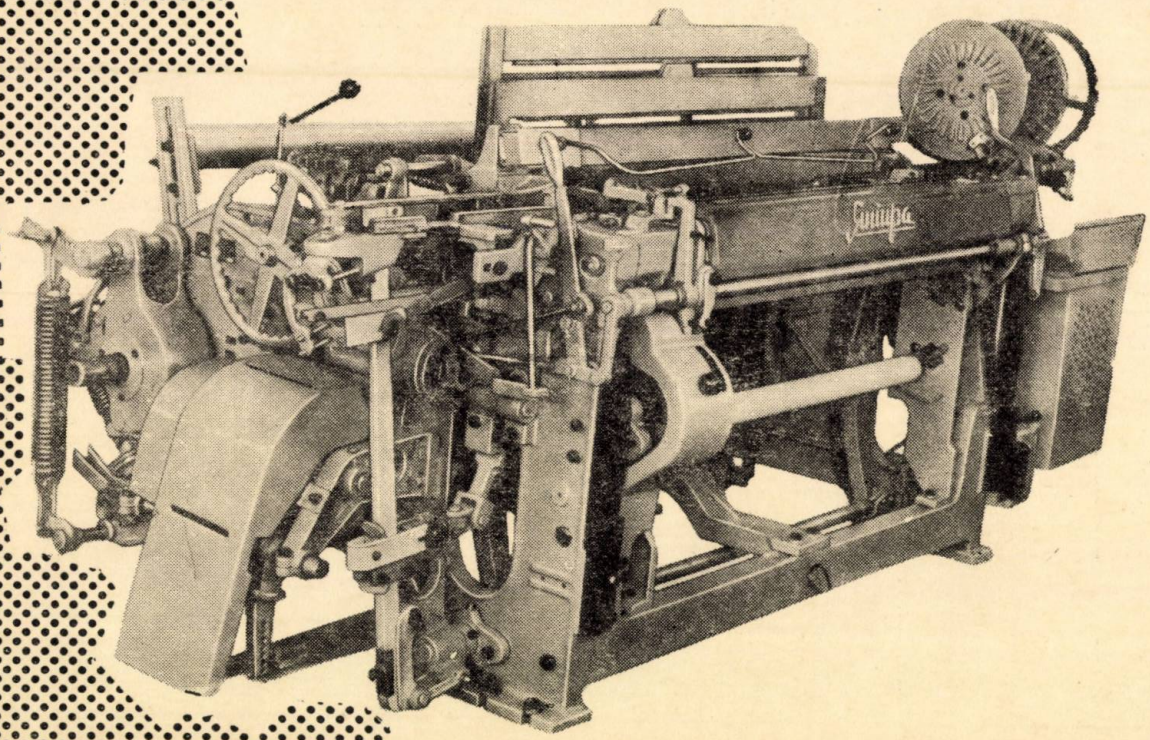
ÎNTREPRINDERE COMERCIALĂ DE STAT PENTRU EXPORTUL DE MAȘINI

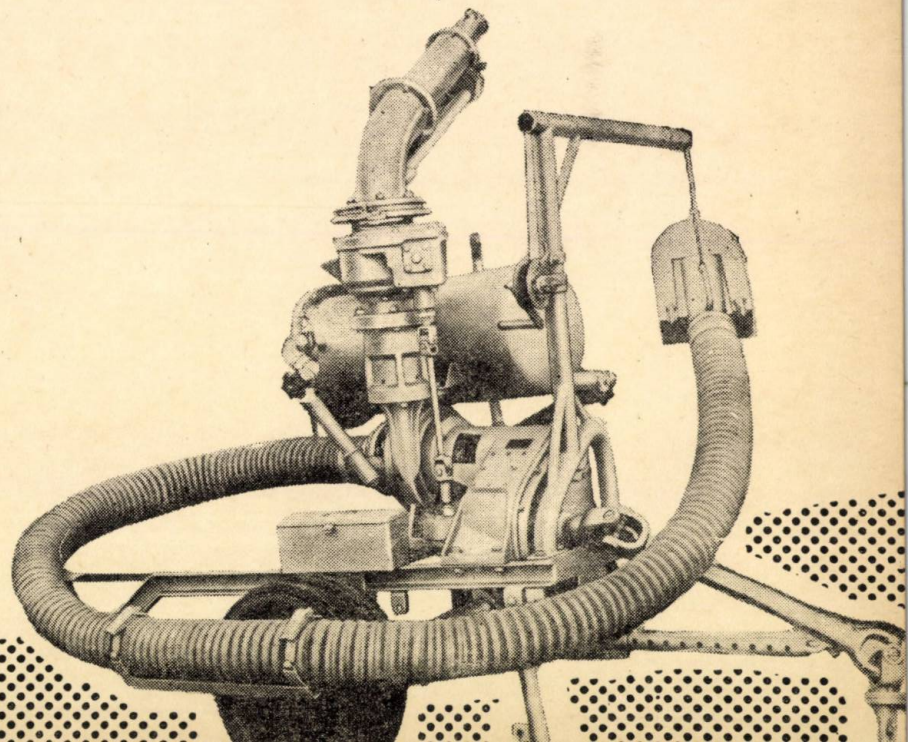
SOFIA — REPUBLICA POPULARĂ BULGARIA ● Slavianska, 2; Telefon: 74321, Telex.: 527

BULGARIE

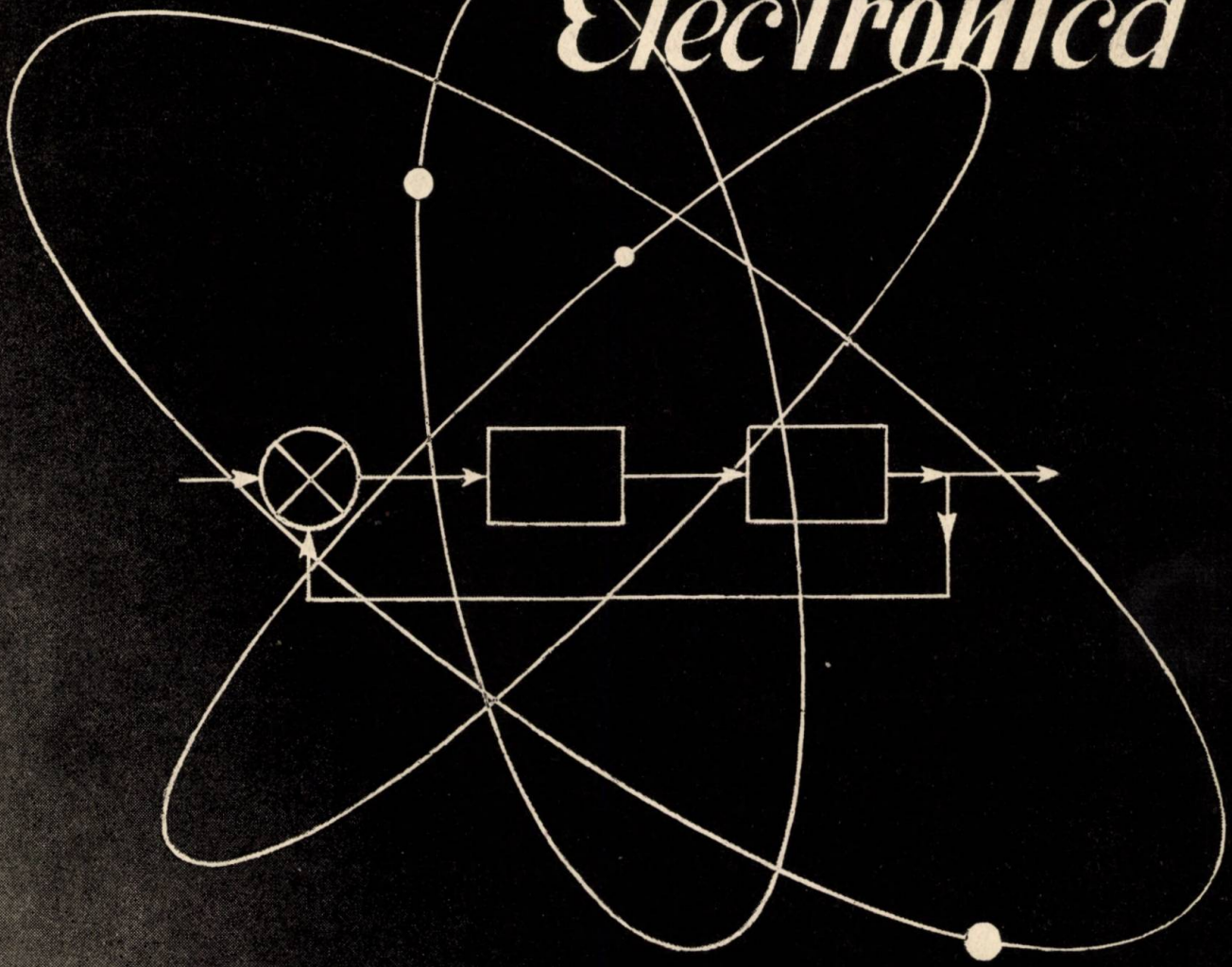
EXPORTĂ:

1. Mașini-unelte (strunguri și altele).
2. Prese și mașini de forjat.
3. Mașini pentru industria lemnului.
4. Mașini de construcție.
5. Mașini pentru industria alimentară.
6. Mașini frigorifice.
7. Mașini agricole.
8. Pompe.
9. Motoare cu ardere internă.
10. Mașini și echipament minier.
11. Mașini textile.
12. Diverse mașini.
13. Mașini de transport:
    - — vagoane de marfă;
    - — electrocare;
    - — motociclete;
    - — motorete.



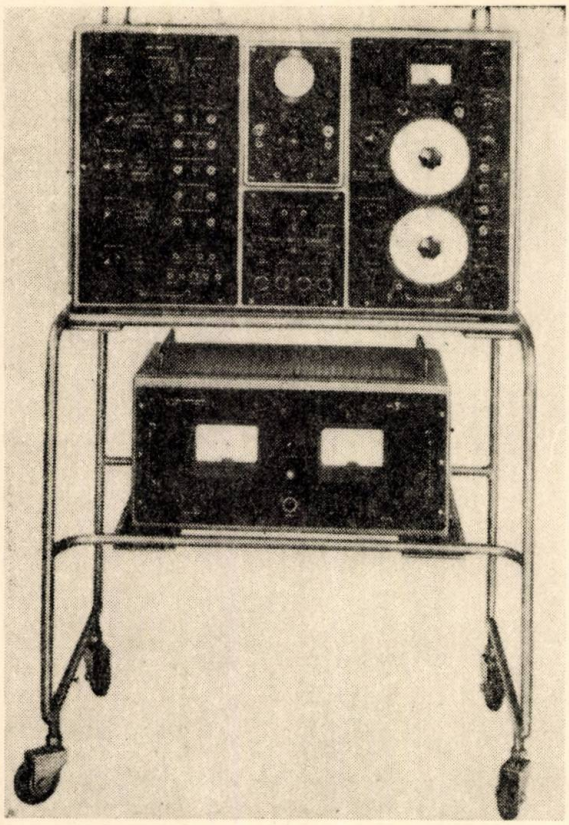


Automatica și Electronica



E 2557

VOL 6
1962
Nr. 5
SEPTEMBRIE
OCTOMBRIE
P. 185—232
BUCUREȘTI



Generator complex de T. V.

Tipul (1221/S) TR—0804

Aparat pentru examinarea instalaţiilor de televiziune. El emite prin douăsprezece canale semnale IF complete, de tormă standard, modulate prin semnale video şi prin sunet.

Aparatul conţine următoarele unităţi: generator de sincronizare, amestecător video, generator de miră, volubulator, osciloscop de control, selector de linii şi unitate de alimentare.

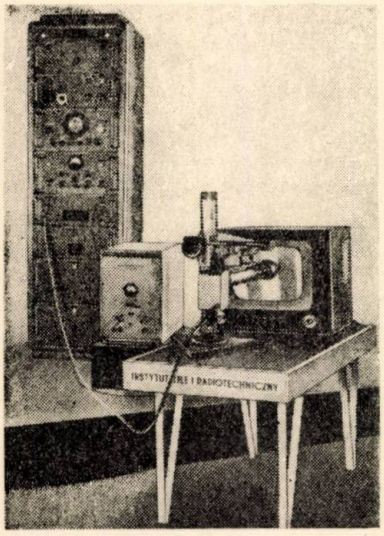
Exportă:

METRIMPEX

SOCIETATE UNGARĂ PENTRU COMERŢUL EXTERIOR DE INSTRUMENTE

Adresa poştală: Budapesta 62 ● 202 ● Căsuţa Poştală R.P.Ungară

Adresa telegrafică: INSTRUMENT BUDAPEST



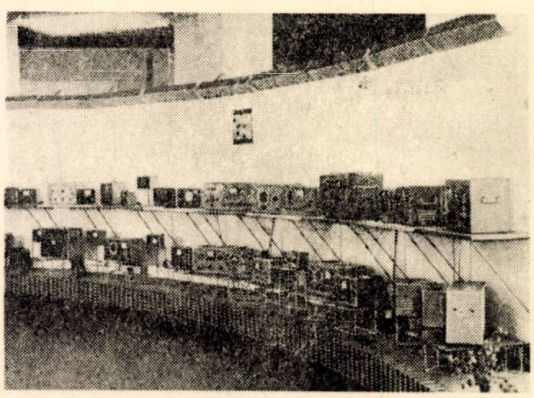
»Elektrim«

furnizează pentru nevoile laboratoarelor instalaţii poloneze de măsură şi control electronice şi electrice, cu înalte caracteristici tehnice, de construcţie modernă şi înaltă precizie de execuţie, comode în exploatare.

OFERIM

INSTALAŢII AUXILIARE DE LABORATOR, CA DE PILDĂ:

Autotransformatoare reglabile; Stabilizatoare magnetice; Alimentări stabilizate; Divizoare de tensiune; Compensatoare de laborator; Atenuatoare reglabile; Rezistenţe cu decade etc.; Punţi de măsură; Generatoare de măsură; Aparate de măsurare a rezistenţelor şi izolatoarelor; Voltmetre cu tuburi şi galvanometre; Osciloscoape catodice; Amplificatoare de măsură; Etaloane electrice; precum şi un bogat sortiment de instalaţii de măsură şi control pentru aplicaţii nucleare.



O documentaţie tehnică detaliată şi oferte comerciale vor fi trimise la simpla cerere adresată direct către:

SOCIETATE POLONEZĂ CU RESPONSABILITATE LIMITATĂ PENTRU COMERŢUL EXTERIOR DE ECHIPAMENT ELECTROTEHNIC

»Elektrim«

Warszawa 1, Czackiego 15/17 — Republica Populară Polonă
Telegrame: ELEKTRIM — WARSZAWA — Căsuţa poştală: 638

Automatica și Electronica

Vol. 6 (1962) nr. 5 (septembrie-octombrie), p. 185—232

CUPRINS

CZ 512.8 :621.396.14

MARINESCU, N., BARBU, E. și NECULA, N.:

Analiza unor descifratoare și scheme derivate pentru generarea unor coduri

Automatica și Electronica, **6** (1962), nr. 5, p. 185—196

Cu ajutorul algebrei booleene se studiază diferite coduri care se pot obține prin simplificarea formulelor de structură ale unor descifratoare.

CZ 621.372.5.001.24

TANASICIUC, C. și STĂNCIULESCU, F.:

Contribuții la sinteza schemelor secvențiale binare

Automatica și Electronica, **6** (1962), nr. 5, p. 197—203

După ce se precizează noțiunile de schemă combinațională și schemă secvențială se introduce analogia între secvențe și numere. Se arată apoi rolul pe care memorizarea și inhibiția îl joacă în sintetizarea schemelor de selecție. În continuare se expun cîteva metode eficiente de sintetizare a schemelor secvențiale binare de selecție, ilustrate prin numeroase exemple.

CZ 621.372.6.001.24

COSTAKE, M. și LAZĂR, I. S.:

Metodă de sinteză a circuitelor logice fără memorie

Automatica și Electronica, **6** (1962), nr. 5, p. 204—211

Utilizînd diagramele VEITCH, autorii au dezvoltat o metodă de sinteză a circuitelor logice fără memorie pe bază de elemente logice NICI sau elemente logice SI — SAU — NU.

CZ 621.396.631.4 :621.314.63

NEGREANU, D.:

Stabilitatea frecvenței multivibratorului cu tranzistoare

Automatica și Electronica, **6** (1962), nr. 5, p. 211—215

Se analizează factorii care determină instabilitatea frecvenței multivibratorului astabil cu tranzistoare. Se prezintă scheme care îmbunătățesc stabilitatea de frecvență. O astfel de schemă elaborată prezintă o instabilitate maximă de ± 1,25% în domeniul de temperaturi —20°... +60°C și tensiuni 9—15 V, la schimbarea tranzistoarelor și în timp.

CZ 621.317.443

EVGHENIDE, C., IACOB, I., IONĂȘCUȚ, A. și SOCOL, S.:

Aparat de măsură continuă a greutății specifice la țițeiuri și produse petrolifere vehiculate pe conducte

Automatica și Electronica, **6** (1962), nr. 5, p. 215—220

Se expune modul de funcționare și realizarea aparatului de măsură continuă a greutății specifice bazat pe cîntărire, construit și experimentat de autori.

CZ 621.396.662.6

BODI, AL.:

Un comutator electronic cu patru canale de construcție simplă declanșat cu tensiunea de baleiaj

Automatica și Electronica, **6** (1962), nr. 5, p. 220—222

Folosind un sistem nou de comutație cu un număr minim de tuburi cu funcții principale autorul a construit un comutator electronic cu patru canale, declanșat cu tensiunea de baleiaj.

CZ 535.33.071.072 :621.383.5

DUMITRESCU, S. și HALPERN, I.:

Dispozitiv de carotaj spectrografic cu fotomultiplicator electronic

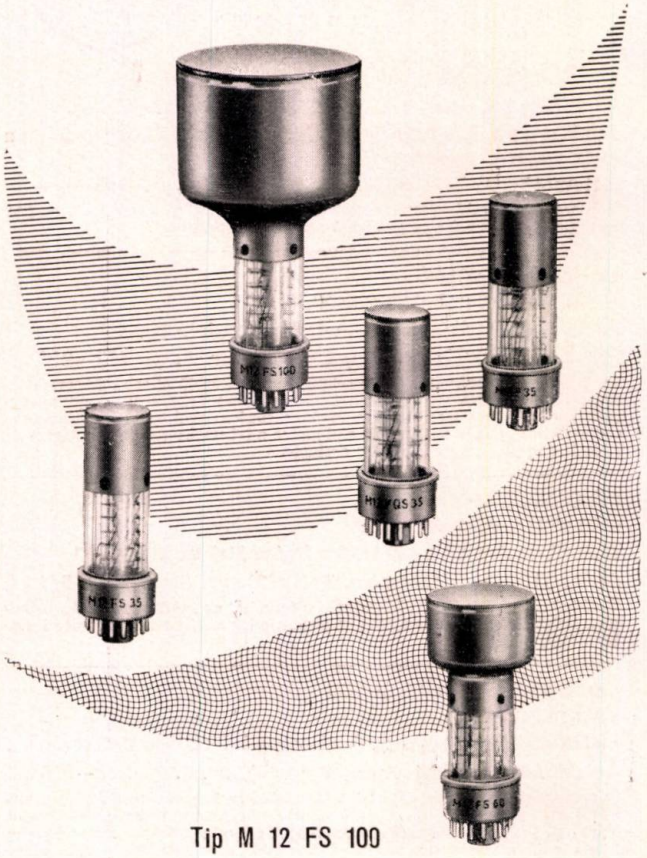
Automatica și Electronica, **6** (1962), nr. 5, p. 223—225

Se expune principiul de funcționare al unui aparat de carotaj spectrografic utilizînd contoare cu scintilație, realizat de autori.

CARL ZEISS
JENA

Pentru industrie și cercetarea științifică proiectăm și producem

Fotomultiplicatori de înaltă calitate



Tip M 12 FS 100
Tip M 12 FQS cu fereastră de cuarț
Tip M 12 FS 35 Tip M 12 FS 60

Aceste aparate de precizie au fost folosite cu succes în domeniile fotometriei, tehnicii măsurătorilor cu scintilații, fizicii nucleare, automatizării.

Vă punem la dispoziție cu plăcere informații detaliate sub 42/„SEV"

VEB Carl Zeiss JENA

E 2551

Automatica și Electronica

REVISTĂ TEHNICO-ȘTIINȚIFICĂ DE AUTOMATICĂ, ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ ȘI TEHNICĂ NUCLEARĂ

ORGAN AL MINISTERULUI METALURGIEI ȘI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN R.P.R.

Vol. VI (pag. 185—232) Nr. 5, septembrie - octombrie București, 1962

NICOLAE MARINESCU, ENEEA BARBU și NICOLAE NECULA

Analiza unor descifratoare și scheme derivate pentru generarea unor coduri

Problema descifratoarelor ocupă un loc important în ansamblul dispozitivelor automate. Folosind algebra logică putem obține scheme mai simple de descifratoare, al căror rol este de a selecta și canaliza informația recepționată de registru. Prin acest procedeu, la o anumită succesiune în timp a impulsurilor primite de sistemul de memorizare, corespunde o succesiune în timp de impulsuri la ieșirile descifratorului.

În mod practic, datorită unor dispozitive de întîrziere sau folosind inerția elementului comandat se utilizează numai impulsul de lungă durată de pe canalul corespunzător informației înregistrate. Cu alte cuvinte, impulsurile de scurtă durată care pot apărea pe diferite canale sînt considerate parazitare și în consecință efectul lor trebuie înlăturat.

Totuși problema prezintă interes deoarece în anumite condiții, ansamblul dispozitiv de memorie și descifrator se poate transforma în selector pas cu pas (fig. 1) sau în dispozitiv de codificare automată, dacă se reduce numărul de ieșiri din descifrator.

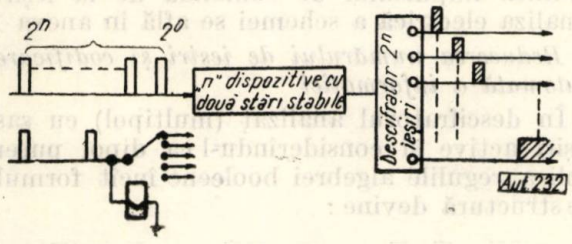


Fig. 1. Dispozitiv de memorie și descifrator, asimilat cu un selector pas cu pas.

Circuitele de memorie sînt alcătuite din dispozitive cu două stări stabile (relee electromagnetice, multivibratoare bistabile realizate cu tuburi electronice sau cu tranzistoare, ferite cu ciclul histerezis dreptunghiular etc.).

În continuare ne vom ocupa numai de descifratoarele cu diode și rezistențe corespunzătoare circuitelor de memorie realizate cu tranzistoare (eventual tuburi electronice) și relee electromagnetice. La conectarea în cascadă a circuitelor basculante bistabile de tip electronic (tranzistoare sau tuburi) corespunde o ordine de basculare bine stabilită.

Descifratoare pentru trei dispozitive bistabile

La trei dispozitive cu două stări stabile putem obține $2^3 = 8$ combinații, respectiv opt ieșiri de la descifrator. Combinațiile sînt trecute în tabela 1.

Tabela 1

C \ AB	$\bar{a}\bar{b}$	$a\bar{b}$	$\bar{a}b$	ab
$\bar{c}$	$\bar{a}\bar{b}\bar{c}$	$a\bar{b}\bar{c}$	$\bar{a}b\bar{c}$	$ab\bar{c}$
c	$\bar{a}\bar{b}c$	$a\bar{b}c$	$\bar{a}bc$	abc

Ordinea basculării corespunde combinației între cifrele 1, 2, 4. Dacă notăm dispozitivele cu A → 1, B → 2 și C → 4 rezultă tabela 2.

Tabela 2

Nr. de impulsuri	1	2	3	4	5	6	7	8
Combinația	A	B	A,B	C	A,C	BC	ABC	0

Formula de structură conform tabelelor poate fi scrisă :

$$F = \bar{a}\,\bar{b}\,\bar{c} \cup a\,\bar{b}\,\bar{c} \cup \bar{a}\,b\,\bar{c} \cup a\,b\,\bar{c} \cup \bar{a}\,\bar{b}\,c \cup a\,\bar{b}\,c \cup \bar{a}\,b\,c \cup a\,b\,c. \quad (1)$$

Schema ieşirilor după formulă (1) este reprezentată în figura 2, în care a, $\bar{a}$, b, $\bar{b}$, c, $\bar{c}$ reprezintă contactele releelor sau diodele descifra-

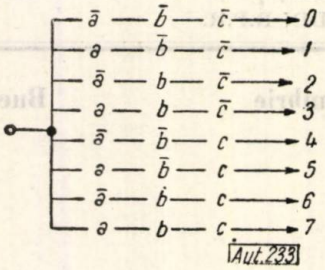


Fig. 2. Schema simbolică a descifratorului cu opt ieşiri.

torului electronic (fig. 3). Se vede că numărul contactelor pentru fiecare releu este de opt din

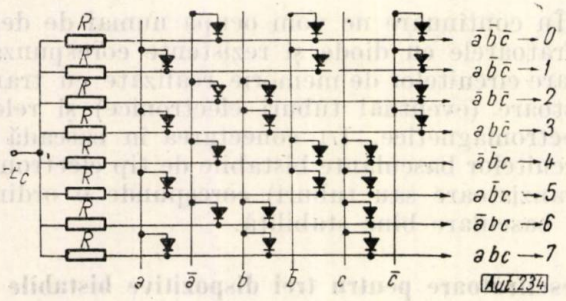


Fig. 3. Schema descifratorului cu diode şi rezistenţe pentru opt ieşiri.

care patru închideri şi patru deschideri, în total 24 de contacte şi acelaşi număr de diode.

Simplificarea descifratorului

Dacă ordonăm variabilele din formula (1) fără să simplificăm obţinem :

$$F = a\left[\bar{b}\,(\bar{c} \cup c) \cup b\,(\bar{c} \cup c)\right] \cup$$
$$\cup\, \bar{a}\left[\bar{b}\,(\bar{c} \cup c) \cup b\,(\bar{c} \cup c)\right]. \qquad (2)$$

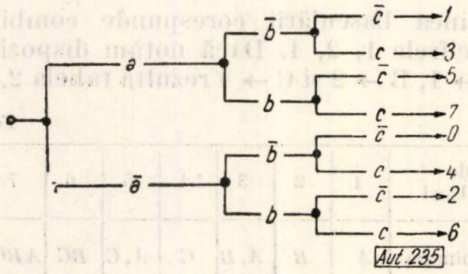


Fig. 4. Schema simbolică a descifratorului cu un număr minim de elemente.

Schema ieşirilor după formula (2) este reprezentată în figura 4.

Contactele de închidere şi deschidere ale releelor electromagnetice care au un punct comun se pot transforma în comutări ca în figura 5. Se vede că numărul contactelor s-a redus la 14 ca în figura 4 şi la şapte comutări ca în figura 5.

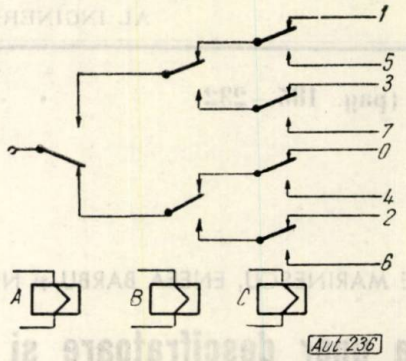


Fig. 5. Schema simplificată a descifratorului cu relee şi contacte.

Trecerea la descifratorul cu diode se face prin introducerea de rezistenţe şi diode (fig. 6), care sînt în măsură să simuleze contactele releelor.

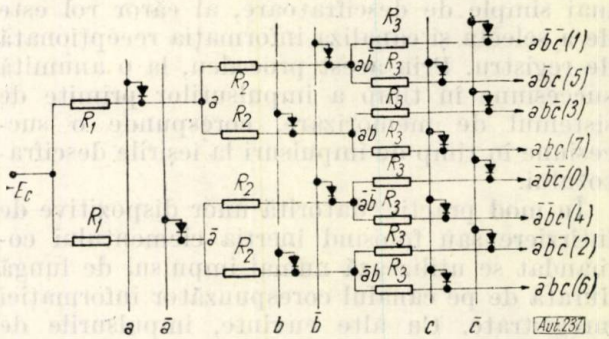


Fig. 6. Schema simplificată a descifratorului cu diode şi rezistenţe.

Se poate vedea că numărul diodelor s-a redus de la 24 la 14.

În general combinaţiile (abc) şi ($\bar{a}\ \bar{b}\ \bar{c}$) nu se folosesc, încît schemele (5) şi (6) pot fi reprezentate ca în figura 7, *a* şi 7, *b*.

Combinaţia rezistenţe şi diode reduce amplitudinea impulsului de comandă de la ieşire. Analiza electrică a schemei se află în anexa 1.

Reducerea numărului de ieşiri şi codificarea automată a informaţiei

În descifratorul analizat (multipol) cu şase ieşiri active şi considerîndu-l ca dipol putem aplica regulile algebrei booleene încît formula de structură devine :

$$F = a\bar{b}\bar{c} \cup \bar{a}b\bar{c} \cup a\bar{b}c \cup \bar{a}\bar{b}c \cup a\bar{b}c \cup \bar{a}bc =$$
$$= a\,(\bar{b}\bar{c} \cup b\bar{c} \cup \bar{b}c) \cup \bar{a}\,(b\bar{c} \cup \bar{b}c \cup bc) =$$
$$= a\,\bar{b}\,(\bar{c} \cup c) \cup b\bar{c} \cup \bar{a}b\,(\bar{c} \cup c) \cup \bar{b}c =$$
$$= a\,(\bar{b} \cup b\bar{c}) \cup \bar{a}\,(b \cup \bar{b}c) = a\,(\bar{b} \cup b)\,(\bar{b} \cup \bar{c}) \cup$$
$$\cup \bar{a}\,(b \cup \bar{b})\ (b \cup c) = a\,(\bar{b} \cup \bar{c}) \cup \bar{a}\,(b \cup c),$$

deci :

$$F = a\,(\bar{b} \cup \bar{c}) \cup \bar{a}\,(b \cup c) \qquad (3)$$

În figura 8 este reprezentată schema simbolică corespunzătoare formulei (3) după trecerea

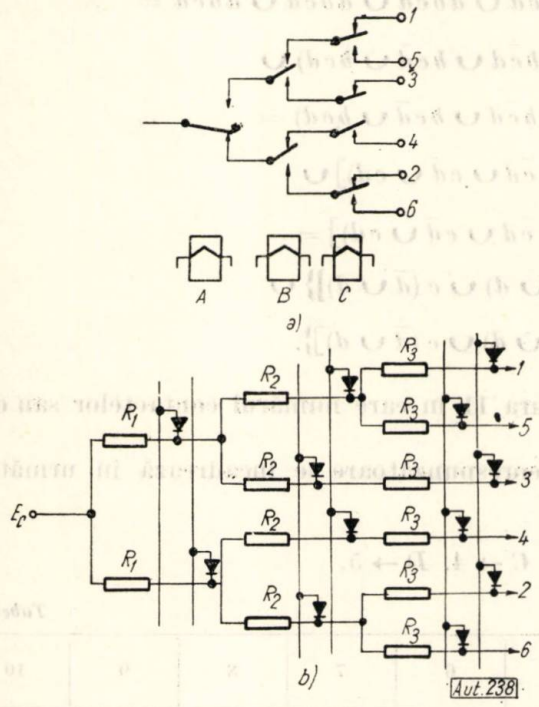


Fig. 7. Schema descifratoarelor considerînd şase ieşiri : *a* – cu contacte şi relee ; *b* – cu diode şi rezistenţe.

de la dipol la multipol. Se vede că numărul de ieşiri s-a redus la patru în loc de şase. Prin această reducere se produce o codificare întrucît la ieşire vom avea impulsuri pe una sau două ieşiri. Dacă intercalăm pe fiecare ieşire circuite de întîrziere putem obţine un cod specific impulsurilor de la intrare. Schema obţinută prin simplificare în realitate reprezintă o formă derivată de la schema primitivă. Invers, plecînd de la forma derivată se poate ajunge la schema primitivă prin completarea variabilelor de pe fiecare ramură şi suprimînd ieşirile identice.

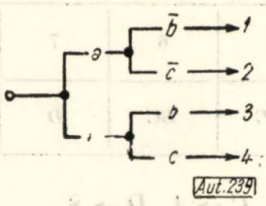


Fig. 8. Schema simbolică derivată cu un număr mai mic de ieşiri.

În figura 9 este reprezentată schema derivată a descifratorului, cu contacte după formula (3), iar în figura 10 aceeaşi schemă cu diode şi rezistenţe, după aceeaşi formulă ; de asemenea se află tabela cu codul generat rezultat prin simplificare.

În tabela codului rubrica orizontală 1, 2, ..., 6 reprezintă numărul de impulsuri de la intrare care caracterizează informaţia, iar pe verticală avem ieşirile din codificator.

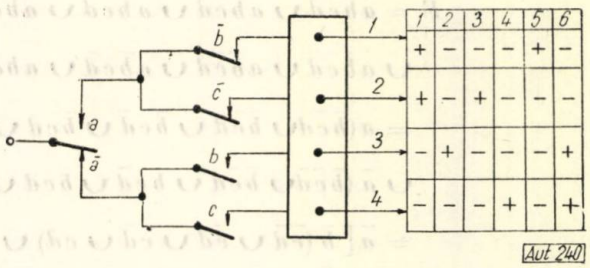


Fig. 9. Schema derivată cu contacte a descifratorului şi codul generat la ieşiri.

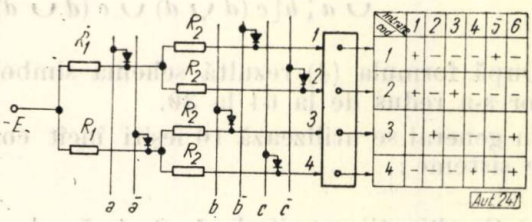


Fig. 10. Schema derivată a descifratorului cu rezistenţe şi diode şi codul generat la ieşiri.

Descifrator pentru circuitele de memorie cu patru dispozitive bistabile

Numărul combinaţiilor corespunzătoare la patru dispozitive bistabile este $2^4 = 16$ şi tot atîtea ieşiri din descifrator. Formarea combinaţiilor se poate face folosind tabela 3.

Tabela 3

CD \ AB	$\bar{a}\bar{b}$	$a\bar{b}$	$\bar{a}b$	ab
$\bar{c}\bar{d}$	$\bar{a}\bar{b}\bar{c}\bar{d}$	$a\bar{b}\bar{c}\bar{d}$	$\bar{a}b\bar{c}\bar{d}$	$ab\bar{c}\bar{d}$
$\bar{c}d$	$\bar{a}\bar{b}\bar{c}d$	$a\bar{b}\bar{c}d$	$\bar{a}b\bar{c}d$	$ab\bar{c}d$
$c\bar{d}$	$\bar{a}\bar{b}c\bar{d}$	$a\bar{b}c\bar{d}$	$\bar{a}bc\bar{d}$	$abc\bar{d}$
cd	$\bar{a}\bar{b}cd$	$a\bar{b}cd$	$\bar{a}bcd$	$abcd$

Se vede că numărul variabilelor este de $16 \times 4 = 64$ ceea ce înseamnă cîte 16 contacte pentru fiecare releu dintre care opt închideri şi opt deschideri sau 64 diode pentru descifrator.

Simplificarea descifratorului

O pirmă simplificare se poate face ordonînd variabilele. Pentru aceasta plecăm de la formula de structură.

$$
\begin{aligned}
F = {} & \bar{a}\bar{b}\bar{c}\bar{d} \cup \bar{a}\bar{b}\bar{c}d \cup \bar{a}\bar{b}c\bar{d} \cup \bar{a}\bar{b}cd \cup \bar{a}b\bar{c}\bar{d} \cup \bar{a}b\bar{c}d \cup \bar{a}bc\bar{d} \cup \bar{a}bcd \cup \\
& \cup a\bar{b}\bar{c}\bar{d} \cup a\bar{b}\bar{c}d \cup a\bar{b}c\bar{d} \cup abcd \cup a\bar{b}cd \cup ab\bar{c}\bar{d} \cup ab\bar{c}d \cup abc\bar{d} = \\
= {} & a(\bar{b}\bar{c}\bar{d} \cup \bar{b}\bar{c}d \cup \bar{b}c\bar{d} \cup \bar{b}cd \cup b\bar{c}\bar{d} \cup b\bar{c}d \cup bc\bar{d} \cup bcd) \cup \\
& \cup \bar{a}(\bar{b}\bar{c}\bar{d} \cup \bar{b}\bar{c}d \cup \bar{b}c\bar{d} \cup \bar{b}cd \cup b\bar{c}\bar{d} \cup b\bar{c}d \cup bc\bar{d} \cup bcd) = \\
= {} & \bar{a}[\bar{b}(\bar{c}\bar{d} \cup \bar{c}d \cup c\bar{d} \cup cd) \cup b(\bar{c}\bar{d} \cup \bar{c}d \cup c\bar{d} \cup cd)] \cup \\
& \cup a[\bar{b}(\bar{c}\bar{d} \cup \bar{c}d \cup c\bar{d} \cup cd) \cup b(\bar{c}\bar{d} \cup \bar{c}d \cup c\bar{d} \cup cd)] = \\
= {} & \bar{a}\{\bar{b}[\bar{c}(\bar{d} \cup d) \cup c(\bar{d} \cup d)] \cup b[\bar{c}(\bar{d} \cup d) \cup c(\bar{d} \cup d)]\} \cup \\
& \cup a\{\bar{b}[\bar{c}(\bar{d} \cup d) \cup c(\bar{d} \cup d)] \cup b[\bar{c}(\bar{d} \cup d) \cup c(\bar{d} \cup d)]\}.
\end{aligned}
\tag{4}
$$

După formula (4) rezultă schema simbolică din figura 11 în care numărul contactelor sau diodelor s-a redus de la 64 la 30.

În general se utilizează 10 ieşiri încît combinaţiile corespunzătoare se încadrează în următoarele sisteme :

a) Combinaţii cu cifrele 1, 2, 4, 5 : $A \to 1$, $B \to 2$, $C \to 4$, $D \to 5$.

Tabela 4

Nr. impulsurilor	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Combinaţia	*A*	*B*	*AB*	*C*	*D*	*AD*	*BD*	*ABD*	*CD*	*ACD*

b) Combinaţii cu cifrele 1, 2, 4, 6 : $A \to 1$, $B \to 2$, $C \to 4$, $D \to 6$.

Tabela 5

Nr. impulsurilor	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Combinaţia	*A*	*B*	*AB*	*C*	*AC*	*D*	*AD*	*BD*	*ABD*	*CD*

c) Combinaţii cu cifrele 1, 2, 4, 7 : $A \to 1$, $B \to 2$, $C \to 4$, $D \to 7$.

Tabela 6

Nr. impulsurilor	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Combinaţia	*A*	*B*	*AB*	*C*	*AC*	*BC*	*D*	*AD*	*BD*	*ABD*

d) Combinaţii cu cifrele 1, 2, 4, 8 : $A \to 1$, $B \to 2$, $C \to 4$, $D \to 8$.

Tabela 7

Nr. impulsurilor	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Combinaţia	*A*	*B*	*AB*	*C*	*AC*	*BC*	*ABC*	*D*	*AD*	*BD*

Din cele patru sisteme, specific dispozitivelor de memorie electronice (circuite basculante bistabile cu tranzistoare sau cu tuburi conectate în lanț) este sistemul din tabela 7. Limitîndu-ne

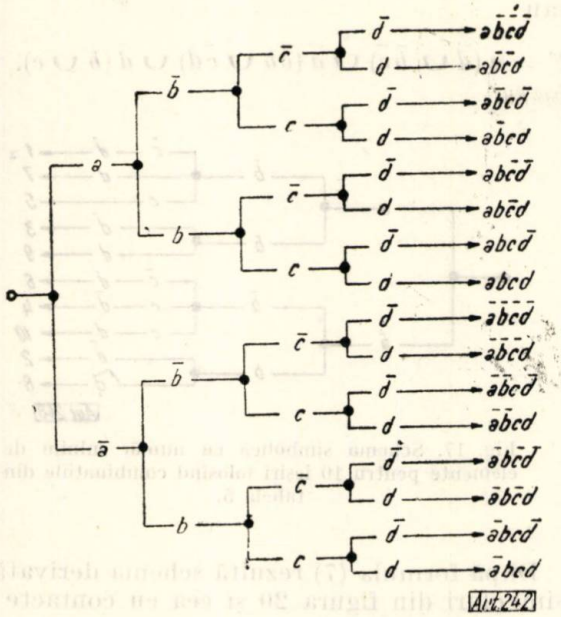


Fig. 11. Schema simbolică a descifratorului cu 16 ieşiri.

la zece ieşiri conform tabelei 7 vom avea următoarea formulă de structură :

$$F = a\bar{b}\bar{c}\bar{d} \cup \bar{a}b\bar{c}\bar{d} \cup ab\bar{c}\bar{d} \cup \bar{a}\bar{b}cd \cup a\bar{b}cd \cup$$

$$\cup \bar{a}bcd \cup abcd \cup \bar{a}\bar{b}\bar{c}d \cup a\bar{b}\bar{c}d \cup \bar{a}b\bar{c}d \quad (5)$$

iar după ordonarea variabilelor rezultă figura 12 cu 24 de contacte respectiv diode în loc de 40 cît necesită schema nesimplificată.

Totuşi schema se poate simplifica şi mai mult deoarece conform tabelei 7 elementele D şi C nu vor fi acționate simultan. În consecință, se poate suprima d sau c de pe ieşirile care nu conțin una din aceste variabile în combinație. Nu se poate suprima d şi c dacă pe ieşirea care are o singură variabilă nebarată intră d sau c în combinația respectivă.

Cu aceste indicații avem următoarea situație : ieşirea (1) şi (2) nu poate fi simplificată deoarece avem a respectiv b nebarat, iar d şi c intră în combinație cu fiecare (ad), (bd).

La ieşirile (3), (4), (5), (6), (7) se suprimă variabila d, iar la ieşirile (8), (9), (10) se suprimă c. Bazîndu-ne pe aceste considerente schema din figura 12 se transformă în schema din figura 13 care conține numai 18 elemente în loc de 40 respectiv 24.

De la schema simbolică din figura 13 se poate trece la descifratorul cu contacte figura 14 la care închiderile şi deschiderile cu un punct comun pot fi înlocuite cu comutații sau la descifratorul electronic cu rezistențe şi diode ca în figura 15.

Prin simplificarea făcută releul A va conține o singură comutare, B două comutări, C

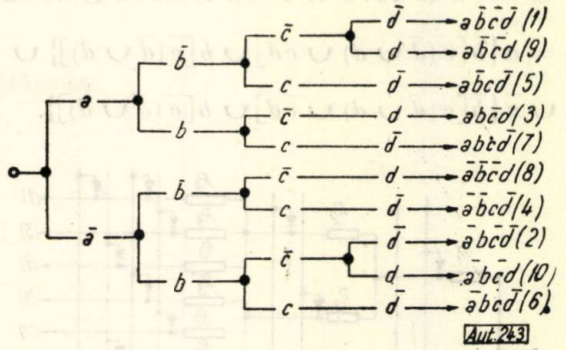


Fig. 12. Schema simbolică pentru 10 ieşiri conform tabelei 7.

trei comutări şi o închidere, iar D două comutări şi trei închideri.

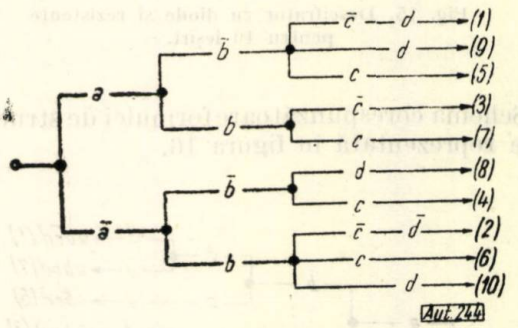


Fig. 13. Schema simbolică a descifratorului cu un număr minim de elemente pentru 10 ieşiri.

În afară de combinația (1, 2, 4, 8) putem avea combinația (1, 2, 4, 6) care are o largă răspîn-

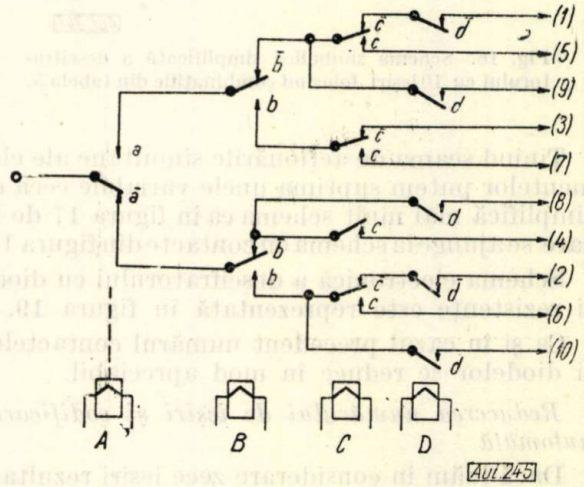


Fig. 14. Descifrator cu relee şi contacte pentru 10 ieşiri.

dire în registrele centralelor tip 7A2. După tabela 5, rezultă următoarea formulă de structură:

$$F = a\bar{b}\bar{c}\bar{d} \cup \bar{a}\bar{b}\bar{c}\bar{d} \cup ab\bar{c}\bar{d} \cup \bar{a}b\bar{c}\bar{d} \cup a\bar{b}c\bar{d} \cup$$

$$\cup \bar{a}\bar{b}\bar{c}d \cup a\bar{b}\bar{c}d \cup \bar{a}b\bar{c}d \cup ab\bar{c}d \cup \bar{a}\bar{b}cd =$$

$$= a\{\bar{b}[\bar{c}(\bar{d} \cup d) \cup c\bar{d}] \cup b[\bar{c}(\bar{d} \cup d)]\} \cup$$

$$\cup \bar{a}\{\bar{b}[c(\bar{d} \cup d) \cup \bar{c}d] \cup b[\bar{c}(\bar{d} \cup d)]\}. \quad (6)$$

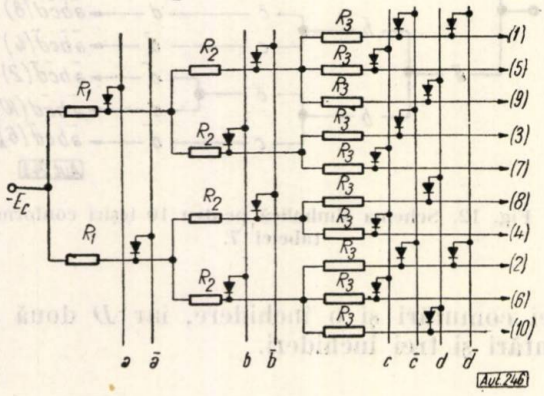


Fig. 15. Descifrator cu diode şi rezistenţe pentru 10 ieşiri.

Schema corespunzătoare formulei de structură este reprezentată în figura 16.

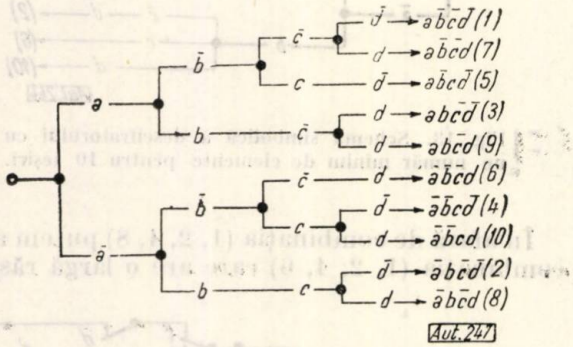


Fig. 16. Schema simbolică simplificată a descifratorului cu 10 ieşiri folosind combinaţiile din tabela 5.

Ţinînd seama de acţionările simultane ale elementelor putem suprima unele variabile ceea ce simplifică mai mult schema ca în figura 17 de la care se ajunge la schema cu contacte din figura 18.

Schema electronică a descifratorului cu diode şi rezistenţe este reprezentată în figura 19.

Ca şi în cazul precedent numărul contactelor şi diodelor se reduce în mod apreciabil.

Reducerea numărului de ieşiri şi codificarea automată

Dacă luăm în considerare zece ieşiri rezultate din combinaţiile cu cifrele 1, 2, 4, 8 (tabela 7) şi tratăm multipolul ca dipol putem să aplicăm regulele algebrei booleene şi să simplificăm formula de structură care devine:

$$F = \bar{c}[a\bar{b} \cup \bar{a}(b \cup d)] \cup \bar{d}(a \cup b \cup c), \quad (7)$$

sau

$$F = a(\bar{d} \cup \bar{b}\bar{c}) \cup \bar{a}(\bar{c}b \cup \bar{c}d) \cup \bar{d}(b \cup c). \quad (8)$$

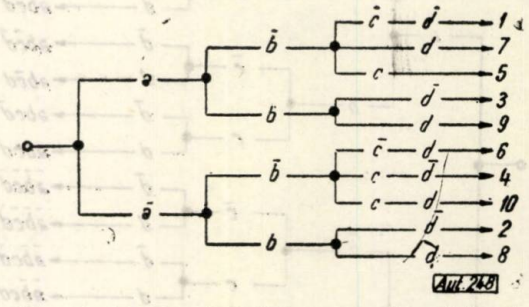


Fig. 17. Schema simbolică cu număr minim de elemente pentru 10 ieşiri folosind combinaţiile din tabela 5.

După formula (7) rezultă schema derivată cu simboluri din figura 20 şi cea cu contacte din

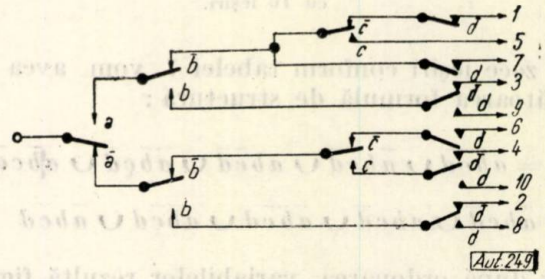


Fig. 18. Schema descifratorului cu număr minim de contacte pentru 10 ieşiri.

figura 21 făcînd trecerea de la dipol la multipol cu mai puţine contacte.

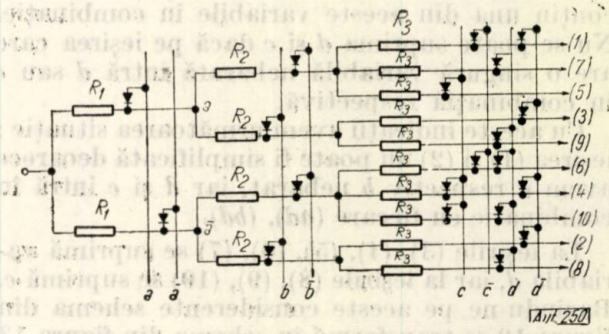


Fig. 19. Schema descifratorului cu un număr minim de diode pentru 10 ieşiri.

Pentru a putea trece la schema electronică transformăm schema din figura 20 ca în figura 22 deoarece C şi D nu acţionează simultan.

De la figura 22 prin introducerea diodelor şi rezistenţelor obţinem schema codificatorului ca în figura 23.

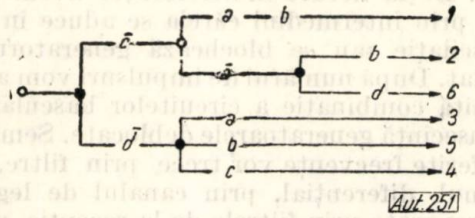


Fig. 20. Schema simbolică derivată din descifratorul cu 10 ieşiri.

Prin simplificare, numărul ieşirilor s-a redus de la zece la şase şi prin urmare apare un cod

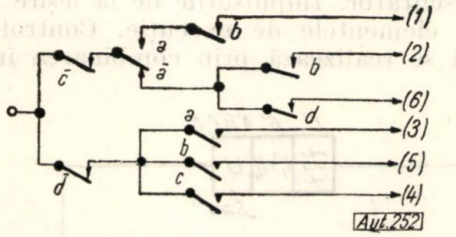


Fig. 21. Schema derivată cu contacte.

deoarece pe diferitele ieşiri vor apare impulsuri combinate ca în tabela 8.

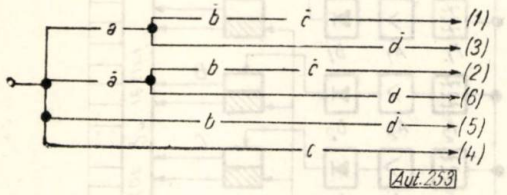


Fig. 22. Schema simbolică derivată cu un număr minim de elemente.

Se constată că numărul ieşirilor rezultate din simplificare este de patru pentru trei elemente

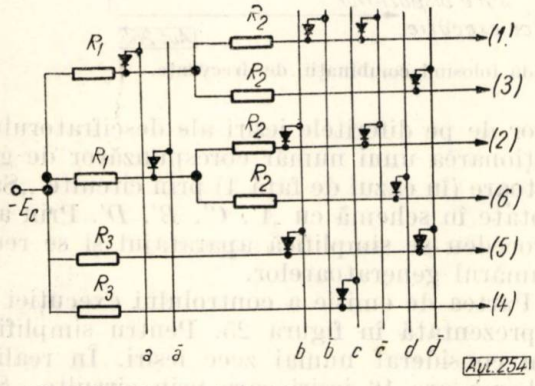


Fig. 23. Schema derivată cu un număr minim de diode.

cu două stări stabile şi de şase pentru patru elemente, încît descifratorul transformat în codificator automat nu răspunde cerinţelor economice. Rezultate mult mai bune se obţin dacă folosim codificarea automată rezultată din combinarea cifrelor 1, 2, 4, 6 notate cu A, B, C, D ca la registrul centralei automate 7A2 sau combinarea cifrelor 1, 2, 4, 8 notate cu A, B, C, D ca la registrele electronice cu multivibratoare bistabile conectate în cascadă. În acest caz, considerînd un număr de 15 ieşiri pentru descifrator şi simplificîndu-l rezultă numai patru ieşiri. În tabelele 9 şi 10 sînt reprezentate cele două sisteme de codificare automată.

Tabela 8

Codul la ieşire \ intrare	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
1	+	−	−	−	−	−	−	−	+	−
2	−	+	−	−	−	−	−	−	−	+
3	+	−	+	−	+	−	+	−	−	−
4	−	−	−	+	+	+	+	−	−	−
5	−	+	+	−	−	+	+	−	−	−
6	−	−	−	−	−	−	−	+	−	+

Tabela 9

Intrare	Codul rezultat la ieşire	1	2	3	4
1	A	+	−	−	−
2	B	−	+	−	−
3	AB	+	+	−	−
4	C	−	−	+	−
5	AC	+	−	+	−
6	D	−	−	−	+
7	AD	+	−	−	+
8	BD	−	+	−	+
9	ABD	+	+	−	+
10	CD	−	−	+	+
11	ACD	+	−	+	+
12	BCD	−	+	+	+
13	$ABCD$	+	+	+	+
14	O	−	−	−	−

Tabela 10

Intrare	Codul rezultat la ieşire	1	2	3	4
1	A	+	−	−	−
2	B	−	+	−	−
3	AB	+	+	−	−
4	C	−	−	+	−
5	AC	+	−	+	−
6	BC	−	+	+	−
7	ABC	+	+	+	−
8	D	−	−	−	+
9	AD	+	−	−	+
10	BD	−	+	−	+
11	ABD	+	+	−	+
12	CD	−	−	+	+
13	ACD	+	−	+	+
14	BCD	−	+	+	+
15	$ABCD$	+	+	+	+
16	O	−	−	−	−

Codificarea automată după tabela 10 prezintă avantajul că la o succesiune în timp a impulsurilor la intrare obţinem un anumit cod şi un număr mai mare de ieşiri pentru descifrator decît după codul din tabela 9. În plus, simpla conectare de sisteme basculante bistabile măreşte numărul de comenzi

$$N_c = 2^n \qquad (9)$$

în care $n = 1, 2, 3, \ldots, n$ reprezintă sistemele basculante cu două stări stabile. La un număr N_c de comenzi sînt necesare n ieşiri pentru codificare. Codul la ieşire poate fi format din

impulsuri decalate în timp, decalajul între primul şi ultimul putînd ajunge la valoarea :

$$\tau_{max} = (n - 1)\,\tau_i \qquad (10)$$

în care τ_i reprezintă decalajul între fronturile a două impulsuri alăturate.

Sistemul se poate folosi la aparatajul telegrafic de tip „Start-stop". Altă soluţie constă în antrenarea unor generatoare de frecvenţe diferite. Numărul generatoarelor trebuie să fie egal cu numărul sistemelor cu două stări stabile adică cu n. Sistemul permite transmiterea la distanţă a informaţiilor pentru selecţie (telefonie) sau comenzi automate.

Pentru exemplificare, în figura 24 este reprezentată schema bloc a unei instalaţii de comandă şi control folosind generatoare de frecvenţe diferite pentru 16 comenzi. Trebuie menţionat că sistemul poate fi mărit dacă se utilizează mai multe circuite basculante bistabile. comandă folosirea tranzistoarelor. Conectarea multivibratoarelor se face în cascadă prin intermediul circuitelor de derivare şi separare prin diode. De la fiecare multivibrator avem cîte o ieşire prin intermediul căreia se aduce în stare de oscilaţie sau se blochează generatorul comandat. După numărul de impulsuri vom avea o anumită combinaţie a circuitelor basculante şi în consecinţă generatoarele deblocate. Semnalele de diferite frecvenţe vor trece prin filtre, prin sistemul diferenţial, prin canalul de legătură apoi separate prin filtrele de la recepţie, amplificate, detectate şi aplicate sistemului de circuite basculante care îndeplinesc funcţia de circuite de memorie. Numărul circuitelor de memorie este egal cu numărul circuitelor de codificare de la emisie. Decodificarea se realizează în descifrator. Impulsurile de la ieşire pot acţiona elementele de execuţie. Controlul execuţiei se realizează prin combinarea impulsu-

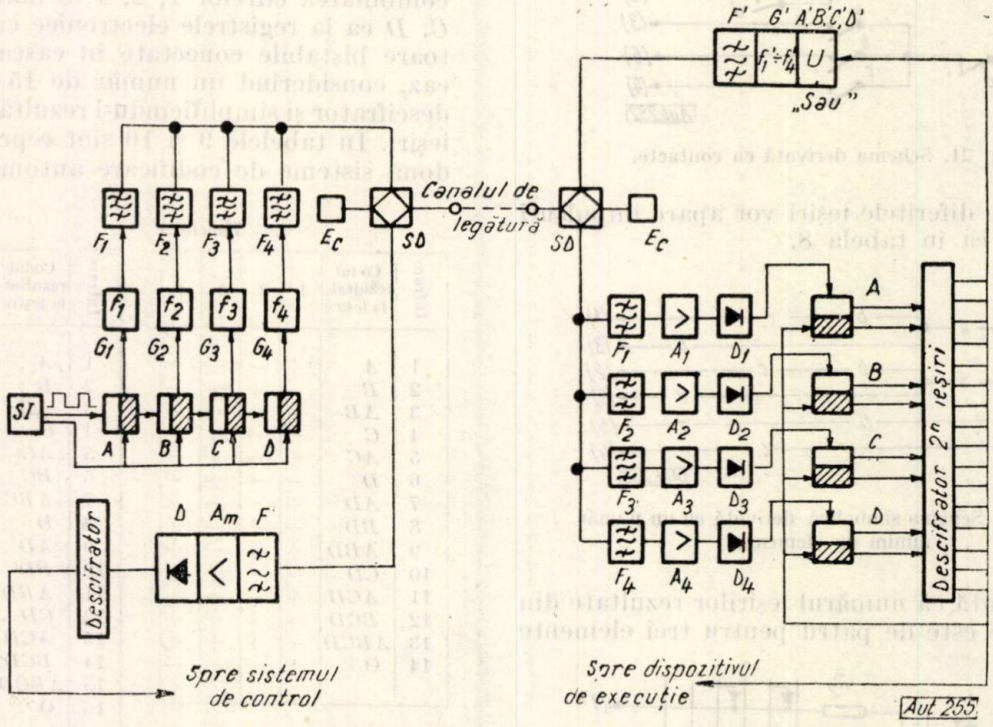


Fig. 24. Schema bloc a unei instalaţii de comandă folosind combinaţii de frecvenţe.

Elementele din schemă sînt : SI — sursa de impulsuri (de informaţii) ; A, B, C, D — dispozitive cu două stări stabile ; A', B', C', D' — circuite „Sau" ; G', G_1, G_2, G_3, G_4 — generatoare cu frecvenţe diferite comandate de dispozitivele basculante ; F, F_1, F_2, F_3, F_4, F' — filtre de bandă ; SD — sistem diferenţial de separare a emisiei de recepţie ; E_c — echilibrorul sistemului diferenţial ; A_m, A_1, A_2, A_3, A_4 — amplificatoare la recepţie ; D, D_1, D_2, D_3, D_4 — detectoare.

Funcţionarea : Impulsurile care sosesc de la sursa de informaţii acţionează multivibratoarele bistabile realizate cu tuburi electronice sau cu tranzistoare. În sistemele moderne se re-

rilor de pe diferitele ieşiri ale descifratorului şi acţionarea unui număr corespunzător de generatoare (în cazul de faţă 4) prin circuite „Sau", notate în schemă cu A', C', B', D'. Prin acest procedeu se simplifică aparatajul şi se reduce numărul generatoarelor.

Partea de emisie a controlului execuţiei este reprezentată în figura 25. Pentru simplificare am considerat numai zece ieşiri. În realitate schema are 16 ieşiri care prin circuite „Sau" pot comanda patru generatoare cu frecvenţe diferite.

Partea de recepţie a controlului este identică cu partea de recepţie a sistemului de comandă.

Trebuie menţionat că în locul sistemului de control al execuţiei, se poate folosi un dispozitiv identic cu partea de emisie şi astfel instalaţia se transformă în legătură bidirecţională.

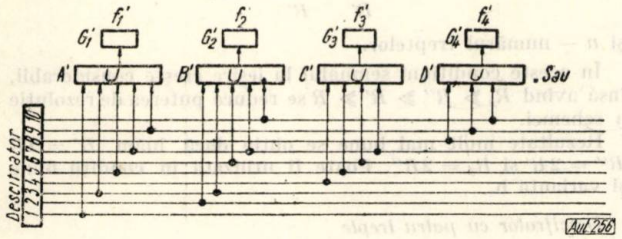


Fig. 25. Schema simplificată pentru telecontrol.

În ceea ce priveşte generatoarele, pot fi de tip LC cu reacţie prin transformator ca în figura 26.

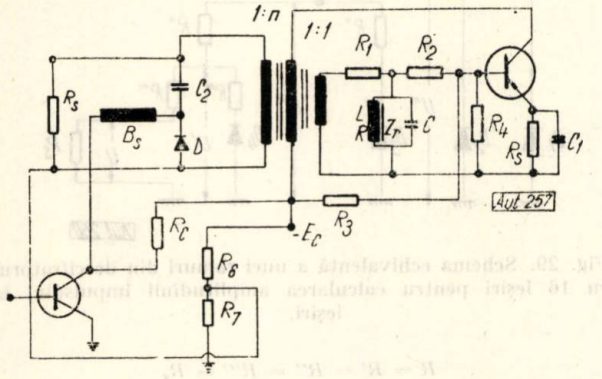


Fig. 26. Schema oscilatorului cu tranzistor cu reacţie prin transformator.

Condiţia de amorsare a oscilaţiilor în funcţie de impedanţa de sarcină are expresia :

$$Z_a > \frac{R_1 (R_2 + Z_r) + R_2 Z_r}{Z_r \, h_{21}} \qquad (11)$$

prin polarizarea diodei D condiţia de amorsare conform relaţiei (11) poate fi îndeplinită sau nu.

Frecvenţa de oscilaţie a sistemului se poate calcula cu formula :

$$\omega = \omega_0 \sqrt{1 + \frac{R}{R_1} + \frac{R}{R_2 + h_{11}}} \qquad (12)$$

Celelalte elemente şi dispozitive din sistem se pot calcula şi realiza după schemele şi indicaţiile date în literatura de specialitate. În ceea ce priveşte descifratoarele acestea se vor întocmi conform schemelor cu minimum de diode, după schemele indicate în cadrul lucrării.

Concluzii

În cadrul lucrării s-au analizat şi simplificat unele descifratoare care au aplicaţie mai largă în telefonie şi în sistemele automate. Simplificarea descifratorului electronic atrage în mod implicit reducerea amplitudinii impulsurilor la ieşire (anexa 1), în schimb se îmbunătăţeşte în mare măsură posibilităţile de basculare a circuitelor, în sensul că efectul descifratorului asupra circuitelor basculante este mult mai atenuat, conform anexei 2.

Reducerea numărului de ieşiri prin tratarea multipolilor ca dipoli şi invers, trebuie considerată ca o codificare automată şi folosită în consecinţă în diversele sisteme automate. Utilizarea impulsurilor de curent continuu pentru cod, necesită în unele cazuri introducerea de linii de întîrziere la emisie, iar la recepţie dispozitive de sincronizare. Codificarea şi decodificarea în cazul utilizării frecvenţelor diferite se face conform schemei din figura 24.

La schemele derivate cu diode şi rezistenţe în afară de codul de ieşire impulsurile vor fi şi modulate în amplitudine.

ANEXA 1

Calculul amplitudinii impulsului la ieşirea din descifrator

Descifrator cu trei trepte

Pentru calcul considerăm figurile 27 şi 28. la care presupunem că avem semnal pe ieşirea 1 cînd diodele D_1, D_2, şi D_3 conduc.

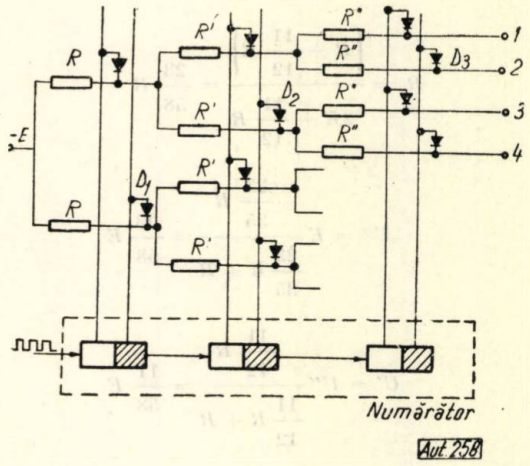


Fig. 27. Schema descifratorului cu rezistenţe şi diode pentru opt ieşiri.

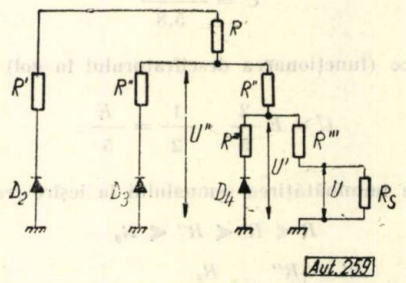


Fig. 28. Schema echivalentă a unei ramuri din descifrator pentru calcularea amplitudinii impulsului la ieşire.

Pentru simplificare luăm următoarele cazuri particulare:

a) $R = R' = R'' = R_s$

$$R_1 = \frac{2R \cdot R}{2R + R} = \frac{2}{3} R$$

$$R_2 = \frac{\left(R + \frac{2}{3} R\right)}{R + \frac{2}{3} R + R} = \frac{5}{8} R$$

$$U'' = E \frac{R_2}{R_2 + R} = E \frac{\frac{5}{8} R}{\frac{5}{8} R + R} = \frac{5}{13} E$$

$$U' = U'' \frac{R_1}{R_1 + R} = U'' \frac{\frac{2}{3} R}{\frac{2}{3} R + R} = \frac{2}{5} U'' = \frac{2}{13} E$$

$$U = \frac{U'}{2} = \frac{E}{13}$$

$$U = \frac{E}{13}$$

b) $R = R' = R''$ şi $R_s = 10\,R$

$$R_1 = \frac{11\,R \cdot R}{11\,R + R} = \frac{11}{12} R$$

$$R_2 = \frac{\left(R + \frac{11}{12} R\right)}{2R + \frac{11}{12} R} = \frac{23}{58} R$$

$$U'' = E \frac{\frac{23}{35} R}{\frac{23}{35} R + R} = \frac{23}{58} E$$

$$U' = U'' \frac{\frac{11}{12} R}{\frac{11}{12} R + R} = \frac{11}{58} E$$

$$U = U' \frac{10}{11} = \frac{10}{58} R$$

$$U = \frac{E}{5{,}8}$$

c) $R_s = \infty$ (funcţionarea descifratorului în gol)

$$U = E \frac{2}{5} \cdot \frac{1}{2} = \frac{E}{5}$$

d) Pentru îmbunătăţirea semnalului la ieşire trebuie ca:

$$R \ll R' \ll R'' \ll R_s$$

Luînd: $R = \frac{R'}{10} = \frac{R''}{100} = \frac{R_s}{1\,000}$

$$U \simeq E\,(1 - 0{,}1)^{3-1} = 0{,}81\,E$$

În cazul general

$$U \simeq E\,(1 - K)^{n-1},$$

unde

$$K = \frac{R}{R'} = \frac{R'}{R''} = \ldots$$

şi n — numărul treptelor.

În aceste condiţiuni semnalul la ieşire creşte considerabil, însă avînd $R_s \gg R'' \gg R' \gg R$ se reduce puterea de rezoluţie a schemei.

Rezultate mult mai bune se obţin dacă luăm $R' = 2R$ $R'' = 2R'$ şi $R_s = 2R''$. Poate fi utilizată în condiţii bune şi varianta b.

Descifrator cu patru trepte

a) Pentru calcul se consideră figura 29

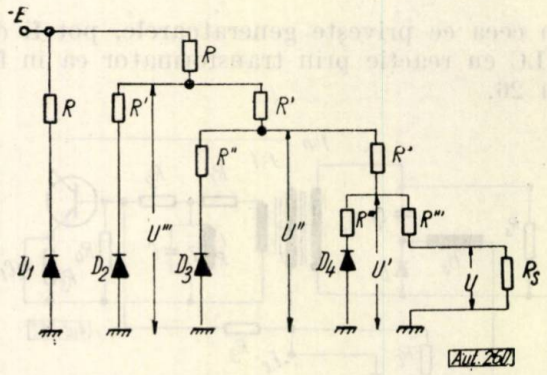


Fig. 29. Schema echivalentă a unei ramuri din descifratorul cu 16 ieşiri pentru calcularea amplitudinii impulsului la ieşiri.

$$R = R' = R'' = R''' = R_s$$

$$R_1 = \frac{2}{3} R$$

$$R_2 = \frac{5}{8} R$$

$$R_3 = \frac{\left(R + \frac{5}{8} R\right) R}{2\,R + \frac{5}{8} R} = \frac{13}{21} R$$

$$U''' = E \frac{\frac{13}{21} R}{R + \frac{13}{21} R} = \frac{13}{34} E$$

$$U'' = U''' \frac{\frac{5}{8} R}{R + \frac{5}{8} R} = \frac{5}{13} U''' = \frac{5}{34} E$$

$$U' = U'' \frac{\frac{2}{3} R}{R + \frac{2}{3} R} = \frac{2}{5} U'' = \frac{2}{34} E$$

$$U = \frac{U'}{2}$$

$$U = \frac{U'}{34}$$

b) $R = R' = R'' = R'''$ $R_s = 10\,R$

$$R_1 = \frac{11}{12}\,R$$

$$R_2 = \frac{23}{35}\,R$$

$$R_3 = \frac{\left(R + \frac{23}{35}R\right)R}{2R + \frac{23}{35}R} = \frac{58}{93}\,R$$

$$U''' = E\,\frac{\frac{58}{93}R}{R + \frac{58}{93}R} = \frac{58}{151}\,E$$

$$U'' = U'''\,\frac{\frac{23}{35}R}{R + \frac{23}{35}R} = \frac{23}{58}\,U'' = \frac{23}{151}\,E$$

$$U' = U''\,\frac{\frac{11}{12}R}{R + \frac{11}{12}R} = \frac{11}{23}\,U'' = \frac{11}{151}\,E$$

$$U = \frac{10}{11}\,U' = \frac{10}{151}\,E$$

$$U = \frac{E}{15{,}1}$$

c) $R_s = \infty$

$$U = E\,\frac{5}{13}\cdot\frac{2}{5}\cdot\frac{1}{2} = \frac{E}{13}$$

d) Condiţia $R \ll R' \ll R'' \ll R''' \ll R_s$ este şi mai greu de realizat la descifratorul cu patru trepte.

Dacă $K = 0{,}1$, $U \simeq E.0{,}9^3 = 0{,}72\,E$

ANEXA 2

Influenţa descifratorului asupra codificatorului

Descifrator normal cu diode şi rezistenţe (16 ieşiri). Pentru calcul considerăm schema din figura 30.

Tranzistoarele T_1, T_2, T_3 şi T_4 conduc. Curentul prin T_1 este : $I_c = I_1 + I_2$

în care :

I_1 corespunde rezistenţei din colector ;

I_2 reprezintă curentul suplimentar care străbate tranzistorul datorită elementelor din descifrator. Sub acţiunea acestui curent apare o rezistenţă echivalentă în paralel pe rezistenţa colectorului care îngreuiază basculareа circuitelor de memorie.

Plecînd de la figura 30 putem scrie :

$$I_2 = I_2' + I_2'' + I_2''' + \ldots + I_2^{VIII}$$

însă :

$$I_2' = \frac{E}{R}\,;\quad I_2'' = \frac{E}{2R}\,;\quad I_2''' = I_2^V = \frac{E}{2R}$$

$$I_2^{IV} = I_2^{VI} = I_2^{VII} = \frac{E}{3R}\,;\quad I_2^{VIII} = \frac{E}{4R}$$

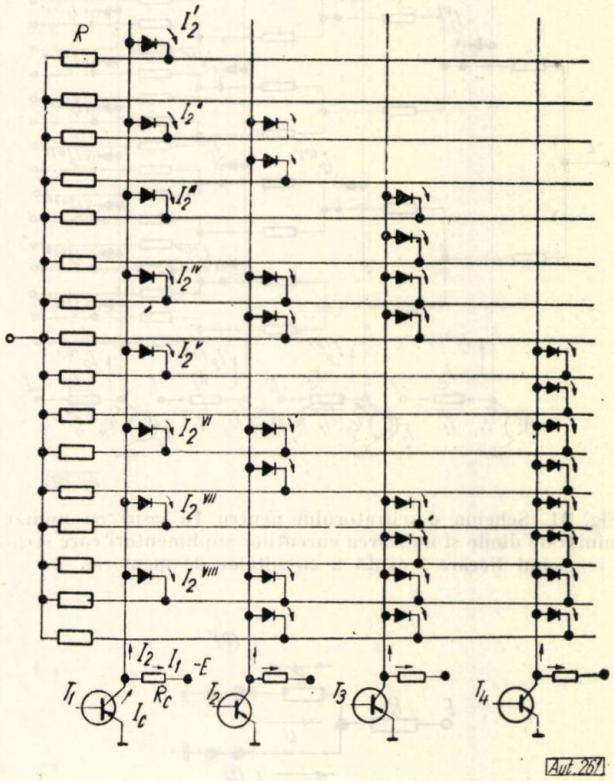


Fig. 30. Schema descifratorului normal pentru 16 ieşiri cu indicarea curenţilor suplimentari care străbat tranzistorul.

făcînd suma rezultă :

$$I_2 = \frac{15}{4}\cdot\frac{E}{R}$$

Calculul este valabil şi pentru tranzistoarele T_2, T_3 şi T_4. În cazul cel mai general este valabilă relaţia

$$I_2 = \frac{E}{R}\left(\frac{2^n - 1}{n}\right)$$

în care n este numărul treptelor sau al circuitelor basculante bistabile. Curentul creşte apreciabil cînd numărul treptelor este mai mare de patru.

Descifrator piramidal cu rezistenţe şi diode (16 ieşiri)

Pentru calculul curentului care străbate tanzistorul din prima treaptă ne folosim de schema din figura 31.

Putem scrie ;

$$I_{c1} = I_1 + I_2^{(1)}$$

iar :

$$I_2^{(1)} = \frac{E}{R}$$

Pentru treapta a doua se vede conform figurii 32 că :

$$U \simeq 0$$

$$I_2^{(2)} \simeq 0$$

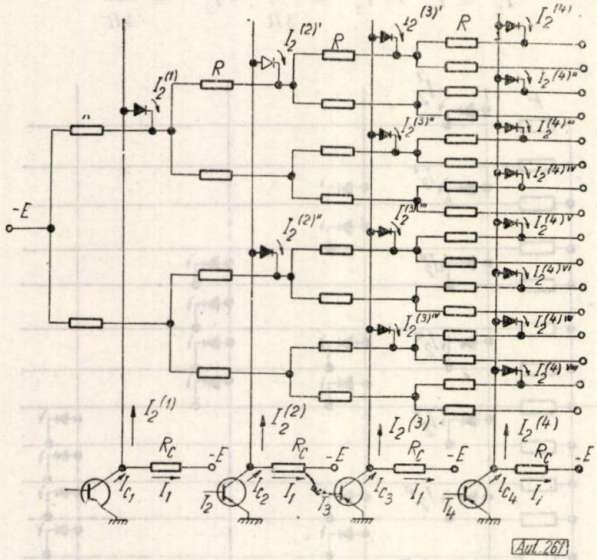


Fig. 31. Schema descifratorului pentru 16 ieşiri cu număr minim de diode şi indicarea curenţilor suplimentari care străbat fiecare treaptă a circuitelor de memorie.

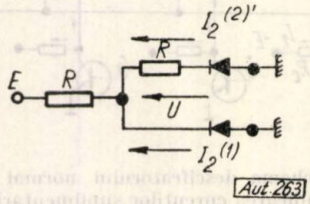


Fig. 32. Schema treptei a doua din descifrator cu indicarea curentului I_2.

Deoarece pentru treptele respective avem ramificaţii de curenţi prin celelalte diode, putem scrie relaţiile :

$$I_2^{(2)} \cdot 2R + I_2^{(3)} R + I_2^{(4)} R = E$$

$$I_2^{(2)} R + I_2^{(3)} 3R + I_2^{(4)} 2R = E$$

$$I^{(2)} R + I_2^{(3)} 2R + I_2^{(4)} 4R = E$$

Rezolvînd sistemul de ecuaţii rezultă :

$$I_2^{(2)} = \frac{E}{2{,}6R} \; ; \quad I_2^{(3)} = \frac{E}{6{,}5R} \; ; \quad I_2^{(4)} = \frac{E}{13R}$$

Pentru treapta a treia avem :

$$I_2^{(3)'} = I_2^{(3)''} = I_2^{(3)'''} \simeq 0$$

iar :

$$I_2^{(3)} = I_2^{(3)\mathrm{IV}} = \frac{E}{6{,}5\ R}$$

Pentru treapta a patra putem în mod corespunzător scrie :

$$I_2^{(4)'} = I_2^{(4)''} = \ldots\ldots = I_2^{(4)\mathrm{VII}} \simeq 0$$

iar :

$$I_2^{(4)} = I_2^{(4)\mathrm{VIII}} = \frac{E}{13\ R}$$

Se observă că influenţa descifratorului piramidal asupra circuitelor basculante bistabile este mult mai redusă decît la cel normal.

Bibliografie

[1] GR. C. MOISIL : *Scheme cu comandă directă cu contacte şi relee*. Bucureşti, Editura Academiei R.P.R., 1959.

[2] GR. C. MOISIL : *Teoria algebrică a mecanismelor automate*. Bucureşti, Editura tehnică, 1959.

[3] GR. C. MOISIL : *Circuite cu tranzistori* I. Bucureşti, Editura Academiei R.P.R., 1961.

NOTA REDACŢIEI

Pînă în prezent nu există un punct de vedere unitar în ceea ce priveşte simbolurile folosite în schemele cu circuite logice.

În prezentele articole: *Contribuţii la sinteza schemelor secvenţiale binare* şi *Metoda de sinteză a circuitelor logice fără memorie* s-a folosit tipul de notaţie prin care fiecare element logic este arătat printr-un semicerc sau un cerc, iar funcţia logică a elementului este determinată de modul conexiunilor (anexa 1 a primului articol sus menţionat).

Redacţia consideră însă, că această notaţie nu poate fi acceptată definitiv şi supune discuţiei specialiştilor această problemă. Propunerile şi observaţiile se vor trimite redacţiei noastre, unde acestea vor fi analizate pentru a conclude soluţii utile.

Redacţia

CLAUDIU TANASICIUC, FLORIN STĂNCIULESCU

Contribuţii la sinteza schemelor secvenţiale binare

Schemele secvenţiale de selecţie ocupă un loc important în cadrul schemelor logice de telemecanică. Sinteza lor generală este tratată [1, 2] în cadrul teoriei circuitelor de comutaţie.

Problemele de proiectare curentă a schemelor secvenţiale reclamă însă metode simple şi eficiente. În acest scop, în lucrarea de faţă, pornind de la analogia dintre secvenţă şi număr, se studiază acele proprietăţi ale elementelor de bază (intersecţie, memorie şi inhibiţie) care permit o ordonare pe axa timpului şi prin aceasta o trecere de la partea secvenţială la cea combinaţională a schemelor de tip selector*.

1. Scheme secvenţiale şi scheme combinaţionale

Schemele de selecţie în care intrarea este totdeauna secvenţială, ieşirea putînd fi şi de tip combinaţional, se numesc *selectoare*. Schemele de selecţie pur combinaţională se numesc *distribuitoare*. Atît selectorul cît şi distribuitorul realizează aceeaşi funcţie şi anume : orice combinaţie a variabilelor independentă (mărimi de intrare), stimulează numai una dintre variabilele dependente (mărimi de ieşire).

În figura 1 se arată schema logică a distribuitorului cu două variabile de intrare. Selectivitatea rezultă din faptul că ieşirile care, sînt formate din conjuncţia tuturor variabilelor de intrare (în cazul de faţă două) diferă prin valoarea a cel puţin uneia dintre ele.

Dacă $X_m = \{x_1, x_2, \ldots, x_m\}$ este mulţimea variabilelor booleene independente, cu aceste m elemente binare se pot forma 2^m grupări distincte. Se poate verifica uşor, că formînd grupări numai cu p elemente, $p < m$, apar $\binom{m}{p}$ 2^p grupări distincte dar schema nu mai este selectivă, pentru că la fiecare combinaţie a variabilelor independente sînt excitate $\binom{m}{p}$ ieşiri. Deci pentru selecţie se pot utiliza numai 2^p ieşiri, adică numai p variabile de intrare.

În această schemă toate intrările sînt stimulate concomitent, iar funcţiile de ieşire diferă între ele numai prin combinaţiile ce se pot face cu variabilele independente. Schemele de asemenea natură se numesc *combinaţionale*.

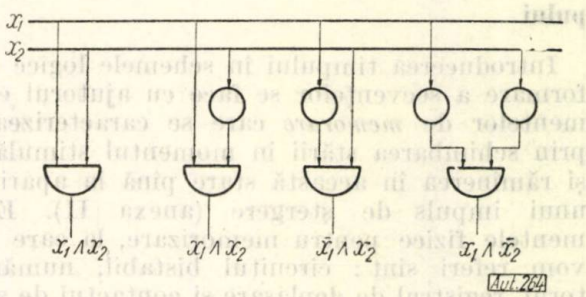


Fig. 1. Distribuitor cu două variabile de intrare.

Spre deosebire de aceste scheme, în schemele *secvenţiale* se introduce un element suplimentar : timpul.

Stimularea variabilelor de intrare se face aici într-o anumită succesiune, introducîndu-se astfel un criteriu suplimentar de ordonare. De exemplu, funcţia $a\ b$ este diferită de $b\ a$, ca urmare a schimbării ordinii de stimulare a variabilelor.

Gruparea, reprezentînd conjuncţia într-o anumită ordine a variabilelor de intrare, se numeşte *secvenţă* [3]. Intervalul de timp corespunzător formării unei secvenţe se numeşte *ciclu intern*. Ciclul intern, care la schemele combinaţionale era nul, se împarte în perioade mai scurte, corespunzătoare fiecărei variabile a secvenţei. O asemenea perioadă se numeşte *tact* *. Dat fiind că într-un tact trebuie stimulată o variabilă şi numai una singură, valorile negate ale variabilelor nu pot participa direct la formarea unei secvenţe. Rolul lor în schemele secvenţiale va fi definit ulterior.

* Pentru înţelegerea schemelor, în anexa I se dă un tabel de elemente logice utilizate, indicîndu-se şi funcţia logică pe care o realizează.

* În această accepţiune tactul nu este definit ca o mărime sincronă, ci ca intervalul de timp dintre două stimulări succesive.

Aceste două caracteristici, ordonarea și lipsa variabilelor negate în secvențe, permit analogia între secvențe și numere.

Pe această bază, în operațiile de formare a secvenței se poate folosi aceeași scriere dezvoltată ca în cazul numerelor. Așa cum numărul 5432 este echivalent cu $5 \cdot 10^3 + 4 \cdot 10^2 + 3 \cdot 10 + 2$, tot așa se poate scrie de exemplu secvența $S_1 = abcd$ sub forma

$$S_1 = at^3 \wedge bt^2 \wedge ct \wedge d. \qquad (1)$$

Dacă prelungim ciclul intern cu încă un tact, formînd de exemplu secvența $S_2 = abcde$, aceasta se va putea scrie * :

$$S_2 = at^4 \wedge bt^3 \wedge ct^2 \wedge dt \wedge e. \qquad (2)$$

Comparînd relațiile (1) și (2) ajungem la concluzia că

$$S_2 = S_1 t \wedge e. \qquad (3)$$

2. Metoda de ordonare a valorilor pe axa timpului

Introducerea timpului în schemele logice de formare a secvențelor se face cu ajutorul elementelor de *memorare* care se caracterizează prin schimbarea stării în momentul stimulării și rămînerea în această stare pînă la apariția unui impuls de ștergere (anexa II). Elementele fizice pentru memorizare, la care ne vom referi sînt : circuitul bistabil, numărătorul, registrul de deplasare și contactul de automenținere al releului electromagnetic.

Din relațiile (1) și (2) rezultă necesitatea unei ordonări a memoriilor, care intervin într-o secvență, în funcție de exponenții lui t. Ordonarea memoriilor care participă la formarea unei secvențe se realizează prin introducerea unor legături, care pot fi de două tipuri :

a) legături care împiedică memorizarea dacă nu au fost în prealabil stimulate memoriile cu exponenți mai mari ;

b) legături care împiedică memorizarea dacă a fost stimulată în prealabil o memorie cu exponent mai mic.

Legăturile de tip *a* sînt arătate în figura 2, *a*. Se verifică ușor, că memoria t nu poate fi stimulată înaintea memoriei t^3 și t^2.

Legăturile de tip *b*, care sînt bazate pe inhibiție, sînt arătate în figura 2, *b*. Memoria t^2 nu poate fi stimulată înaintea lui t. De menționat, că rolul inhibiției este numai de ordonare a memoriilor, variabilele negate neintrînd efectiv

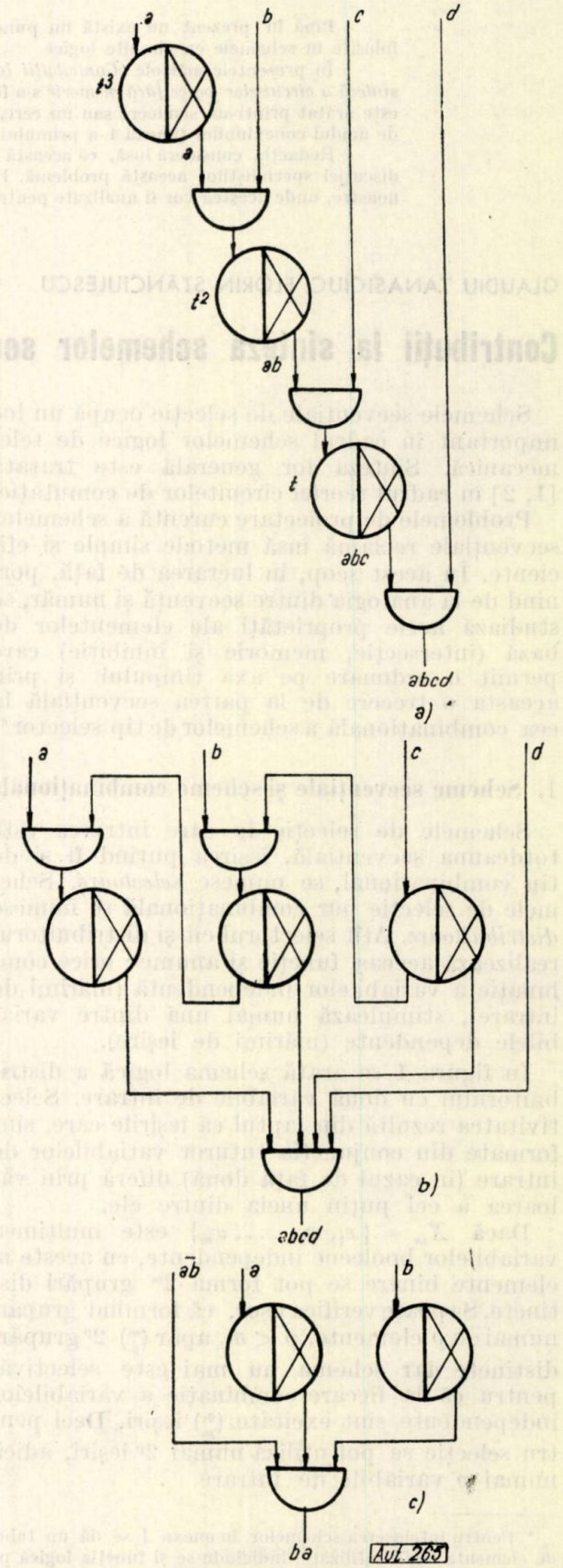


Fig. 2. Posibilități de ordonare a memoriilor.

* Acest mod de scriere al secvențelor, rezultat din analogia cu sistemele de numărare, pare mai comod decît cel indicial, în care secvența (1) s-ar scrie :

$$S_1 = a_{N-3} \wedge b_{N-2} \wedge c_{N-1} \wedge d_N,$$

astfel încît un tact suplimentar necesită introducerea unei reguli de calcul cu indici. Menționăm că în lucrare nu vom nota secvențele sub forma (1) ci, ca și la numere, sub forma simplificată : $S_n = abcd\ldots$,

în expresia secvenței rezultante (ca de altfel și la numere).

Trebuie remarcat că modul preconizat pentru introducerea și prelucrarea informației nu impune ca secvența să aibă o anumită lungime. Ciclul intern poate fi prelungit oricît. În legătură cu aceasta se poate face observația referitoare la definirea limitei dintre partea secvențială și partea combinațională a schemei. Partea secvențială a schemei se termină în momentul cînd funcția rezultată dintr-o operație nu se mai caracterizează prin ordonarea variabilelor de intrare.

La secvențele de două variabile, elementul inhibitor poate avea și o altă aplicație. Cu variabilele a și b se pot sintetiza două secvențe. Fie ab, ba mulțimea acestor secvențe. Fiind formată numai din două elemente, se poate spune că ba este „elementul contrar" lui ab și deci că $ba = \overline{ab}$. Dispunînd în schemă de secvența ab memorată, prin introducerea ei inhibitorie într-o conjuncție combinațională cu variabilele a și b, ca în figura 2, c, se formează secvența ba. Aceasta permite o prelungire a lanțului secvențial în partea combinațională a schemei.

3. Metode de sinteză

Problema care se pune în cadrul sintezei este următoarea : dat fiind un program și dispunînd de elementele de circuit necesare să se găsească structura schemei care realizează programul dat. Cu m variabile independente, trebuie sintetizată schema care să realizeze n secvențe de lungime p. O primă condiție necesară este ca $p \leqslant m$. A doua condiție este ca n să nu fie mai mare decît numărul total de secvențe distincte n_{max}. Observînd că în fiecare din cele p tacte poate intra oricare din cele m variabile independente se deduce că numărul maxim de secvențe distincte este egal cu numărul format din p cifre într-un sistem de numerație cu baza m adică :

$$n_{max} = A_m^p \tag{4}$$

dacă p este fix și

$$n_{max} = m^p \tag{5}$$

pentru p variabil, dar satisfăcînd relația $p < m$.

3.1. *Metoda de sintetizare cu ajutorul dispozitivelor de memorizare cu deplasare*

În această ipoteză, sinteza schemei secvențiale se poate realiza în modul cel mai simplu din punct de vedere structural, cu ajutorul unor registre de deplasare cu origine comună a timpului, așa cum se arată în figura 3, a, în care s-a ales cazul $m = p = 3$. Pentru fiecare variabilă independentă se prevede un registru de deplasare. La stimularea unei variabile elementul disjunctor trimite un impuls de deplasare în toate registrele. La sfîrșitul secvenței variabilele vor ocupa în registrele respective locul corespunzător cu exponentul lui t. Ele-

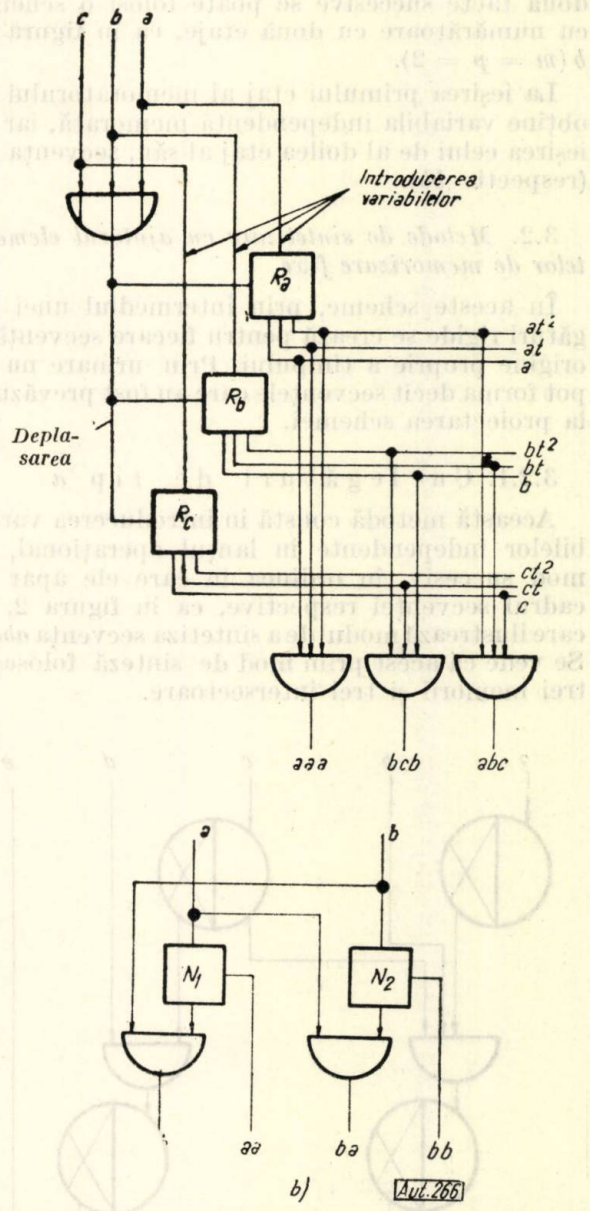


Fig. 3. Exemplu de sintetizare cu ajutorul dispozitivelor de memorare cu deplasare (a), sau cu ajutorul numărătoarelor pentru două cifre (b) :
R_a, R_b, R_c – registre de deplasare ; N_1, N_2 – numărătoare.

mentul intersector corespunzător funcției de ieșire este legat la celulele respective ale registrelor și realizează astfel sinteza conform relației

$$x = x_1\, t^2 \wedge x_2\, t \wedge x_3,$$

unde prin x am însemnat funcția de ieșire, iar prin x_1, x_2 și x_3 cele 3 variabile de intrare.

Registrele de deplasare fiind elemente complexe, utilizarea lor nu este rațională decît în

cazul cînd n se apropie de n_{max}. Trebuie remarcat că pentru $m \geqslant 3$ folosirea registrelor este obligatorie, dacă trebuie sintetizate secvenţe în care aceeaşi variabilă apare în trei tacte succesive. Cînd aceeaşi variabilă apare numai în două tacte succesive se poate folosi o schemă cu numărătoare cu două etaje, ca în figura 3, b ($m = p = 2$).

La ieşirea primului etaj al memoratorului se obţine variabila independentă memorată, iar la ieşirea celui de al doilea etaj al său, secvenţa *aa* (respectiv *bb*).

3.2. *Metode de sintetizare cu ajutorul elementelor de memorizare fixe*

În aceste scheme, prin intermediul unei legături rigide se crează pentru fiecare secvenţă o origine proprie a timpului. Prin urmare nu se pot forma decît secvenţele care au fost prevăzute la proiectarea schemei.

3.2.1. Cu legături de tip *a*

Această metodă constă în introducerea variabilelor independente în lanţul operaţional, în mod succesiv, în ordinea în care ele apar în cadrul secvenţei respective, ca în figura 2, *a*, care ilustrează modul de a sintetiza secvenţa *abcd*. Se vede că acest prim mod de sinteză foloseşte trei memorii şi trei intersectoare.

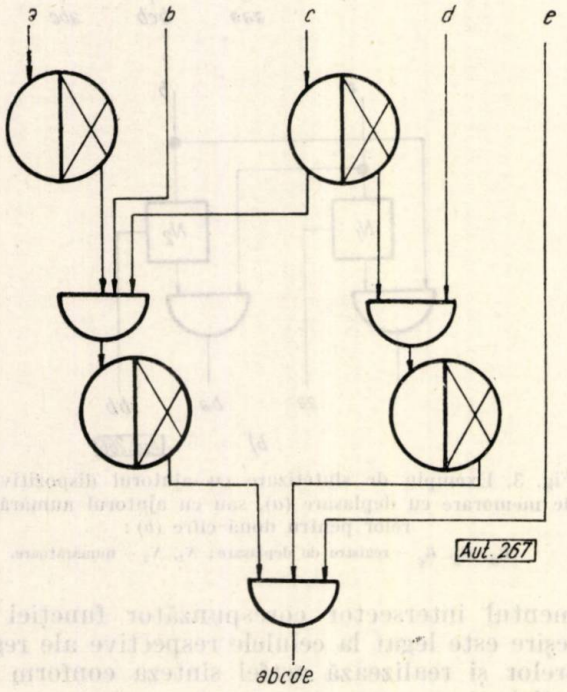


Fig. 4. Exemplu de sintetizare prin metoda mixtă.

3.2.2. Cu legături de tip *b*

Prin folosirea inhibiţiei se obţine o altă metodă de sinteză, echivalentă cu prima. În adevăr în figura 2, *b*, care ilustrează metoda pentru cazul secvenţei *abcd* se poate vedea că s-au utilizat tot trei memorii şi trei intersectoare.

3.2.3. Cu legături mixte

O a treia metodă de sintează este o metodă mixtă, care foloseşte ambele feluri de legături. Pentru a ilustra metoda bazată pe acest mod combinat de sintetizare, s-a arătat în figura 4 modul de formare al secvenţelor cu 5 tacte. Se poate vedea că metoda aceasta este mai raţională deoarece pentru sintetizarea unei secvenţe compuse din : 4 tacte de pildă, utilizăm numai două intersectoare şi 3 memorii.

3.2.4. Cu legături în partea combinaţională

Metoda se bazează pe principiul ilustrat în figura 2, *c*. Din figura 5 se vede că pentru a se evita apariţia de scurtă durată a secvenţei *ba* cînd se sintetizează *ab*, este suficient a se introduce un element de întîrziere.

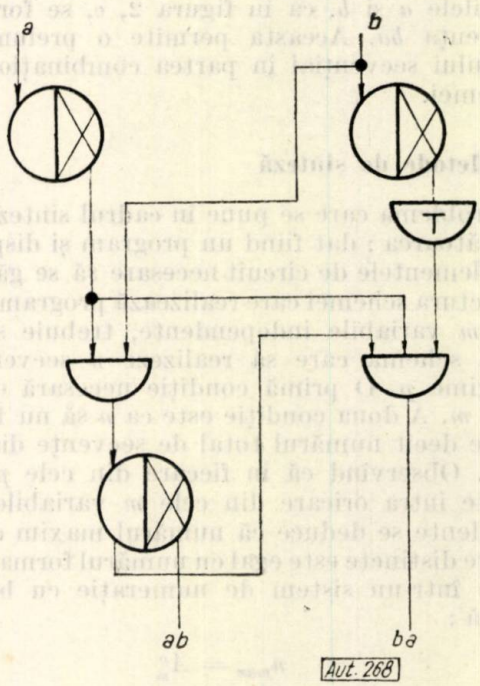


Fig. 5. Exemplu de sintetizare prin utilizarea de legături în partea combinaţională :
T – circuit de temporizare.

4. Exemple de sinteză cu elemente concrete (relee electromagnetice, tranzistoare)

Metodele de sinteză indicate mai sus sînt generale, aplicabile independent de natura fizică a elementelor logice utilizate.

În figura 6, *a* ,se arată realizarea schemei din figura 4 cu relee electromagnetice, unde rolul memoriei revine contactului de reţinere. În serie cu acesta se află un contact n.î., notat cu *s*, care are rolul de ştergere a memoriei. Acest

contact poate aparţine ultimului releu acţionat. Sintetizarea s-a făcut prin metoda mixtă.

În figura 6, *b*, se indică modul de a realiza aceeaşi schemă cu relee statice, tranzistorizate.

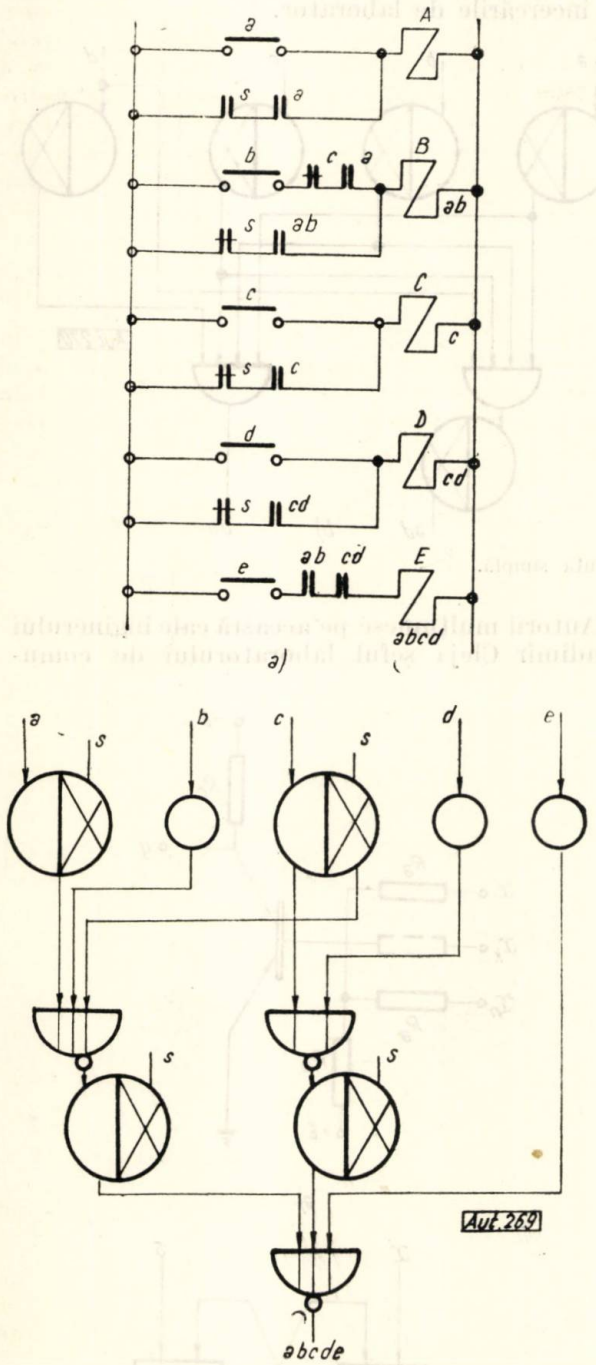


Fig. 6. Realizarea schemei din figura 6, *b* cu relee electromagnetice (*a*) şi cu tranzistoare, pe bază de elemente „NICI" (*b*).

Elementul logic de bază utilizat este elementul „NICI" * (anexa II).

Metoda de sinteză utilizată este tot cea mixtă.

*) Echivalentul circuitului „NOR" din literatura de limbă engleză.

În afara considerentelor de formare a secvenţelor, la proiectare se mai impun şi cerinţe pentru funcţionarea în ansamblu a schemei. Astfel ea trebuie să asigure *introducerea informaţiei* (a variabilelor independente), să efectueze *prelucrarea informaţiei* şi să asigure *extragerea informaţiei* prelucrate (a variabilelor dependente).

Pentru introducerea informaţiei este nevoie de elemente de memorie. Din acest punct de vedere schema din figura 2, *b* nu este recomandabilă deoarece nu conţine memorii separate pentru variabilele de intrare. Dacă la ieşire extragerea informaţiei întîrzie, este nevoie ca şi funcţiile de ieşire să fie memorate în elemente individuale sau cu memoriile existente în lanţul funcţional ca la secvenţa *ba* din figura 5. De asemenea după extragerea informaţiei schema trebuie readusă în poziţia de repaos (zero), ceea ce implică ştergerea tuturor memoriilor.

Cazuri particulare care permit simplificări

Cînd $n < n_{max}$ există de multe ori posibilitatea de a introduce unele simplificări. S-a arătat de pildă că absenţa secvenţelor în care aceeaşi variabilă să se repete în două tacte succesive permite construirea unor scheme în care elementele de memorie să fie formate numai din circuite bistabile.

Adesea simplificările rezultă din studierea configuraţiei elementelor de stimulare ceea ce permite a deduce regula de formare a celor n secvenţe. Cazul cel mai frecvent este cel al *traseelor*, în care elementele de stimulare sînt astfel aşezate încît să determine legătura între două puncte ale unei *reţele*, pe un anumit traseu. În cazul *reţelelor arborescente simple*, legătura dintre două puncte se face pe trasee bine determinate, pe care se pot defini două sensuri, astfel încît o dată precizat punctul iniţial şi punctul final, ordinea de stimulare din punctele intermediare n-are nici o importanţă.

De exemplu, traseul de la *a* la *d* din figura 7, *a*, se determină prin secvenţa *abcd*. Schema ar putea fi construită numai pentru secvenţele *ad* şi *da*, pentru cele două sensuri ale acestei reţele. În acest caz punctele intermediare au rolul numai de inhibiţie, legătura *ad* nu se poate face decît dacă şi punctele *b* şi *d* au fost stimulate. Acestor cerinţe le corespunde schema din figura 7, *b*. Dacă se impune însă ca traseul *ad* să nu poată fi format decît dacă şi punctele *b* şi *c* sînt stimulate în ordinea întîi *b* apoi *c*, simplificările nu mai sînt posibile.

Există şi *reţele arborescente multiple* ca în figura 8, *a*, unde legătura dintre *a* şi *g* se poate face pe trasee diferite.

Pot exista şi trasee mai scurte ca *ab* sau *eg*. Pe un traseu oarecare se pot forma şase secvenţe, aşa cum se vede în figura 8, *b*. Se vede, că în cazul secvenţelor de lungime inegală se pot stimula mai multe ieşiri deodată, de exenplu *ac* şi *acg*. Se pot lua măsuri ca după memorizarea traseului lung, traseul scurt să se şteargă. Dacă la formarea traseului lung interesează numai sensul, se poate recurge la conjuncţia combinaţională a segmentelor componente. Intersectînd combinaţional *ac* şi *cg*, obţinem $ac \wedge cg$ sau $cg \wedge ac$, care echivalează cu traseul *agc*.

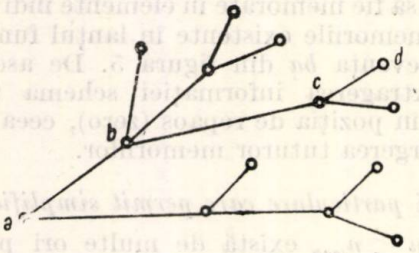
În unele cazuri practice reţeaua din figura 8, *a* se prezintă cu redondanţe, ca în figura 8, *c*. Traseul lung se formează din patru puncte de stimulare, traseele scurte din stînga numai

cu a şi cu variabilele prevăzute cu indicele *1*, traseele scurte din dreapta numai cu g şi cu variabilele afectate cu indicele *2* traseele de forma b_1, b_2 sau c_1, c_2 în care apar numai variabilele cu indici, nu au sens. Se vede că în cazul acesta secvenţele care încep cu a sau cu variabile notate cu indicele *2* indică o legătură orientată spre dreapta, restul secvenţelor sînt orientate spre stînga.

În acest caz este avantajoasă folosirea unui element discriminator de direcţie, care trebuind să fie dotat cu memorie pentru toată durata secvenţei, poate fi construit combinaţional. Schema unui astfel de element discriminator cu circuite bistabile este arătată în figura 8, *d*.

*

În laboratorul de comutaţie statică al Secţiei de Automatică şi Telemecanică din cadrul Institutului de Cercetări Electrotehnice, s-a făcut sinteza şi s-au realizat mai multe scheme secvenţiale binare de selecţie. Aceste scheme au fost concepute pe baza metodelor de sinteză expuse aici şi au dat rezultate satisfăcătoare la încercările de laborator.



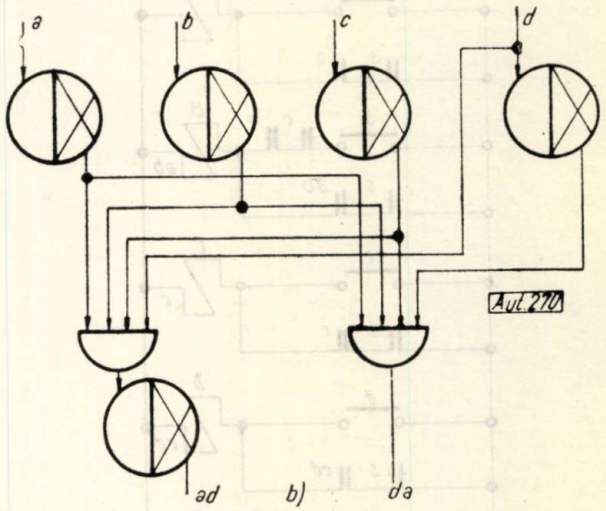


Fig. 7. Reţea arborescentă simplă.

Autorii mulţumesc pe această cale inginerului Vladimir Cleja şeful laboratorului de comu-

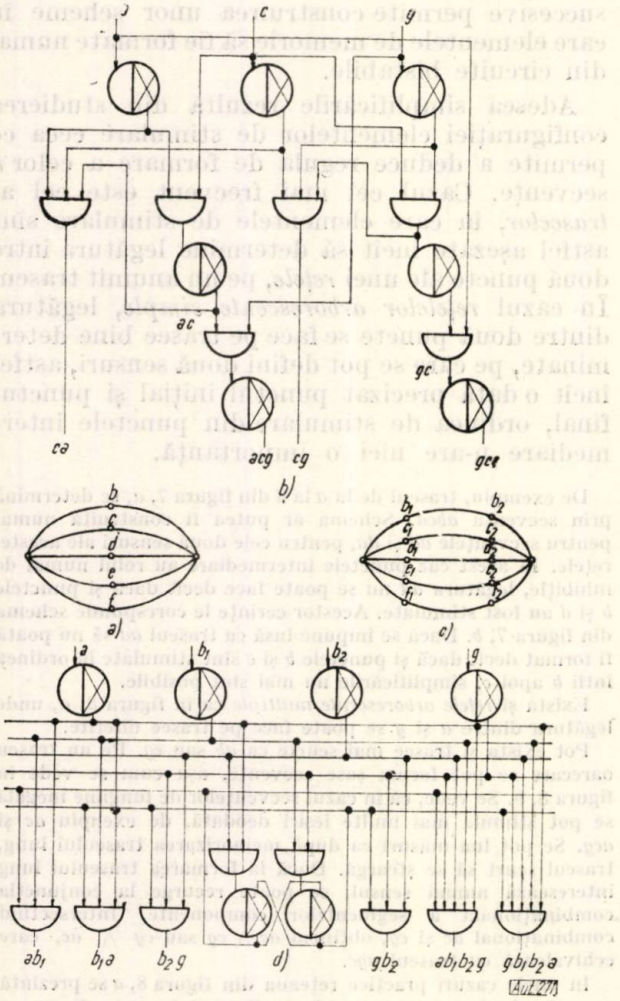


Fig. 8. Reţele arborescente multiple.

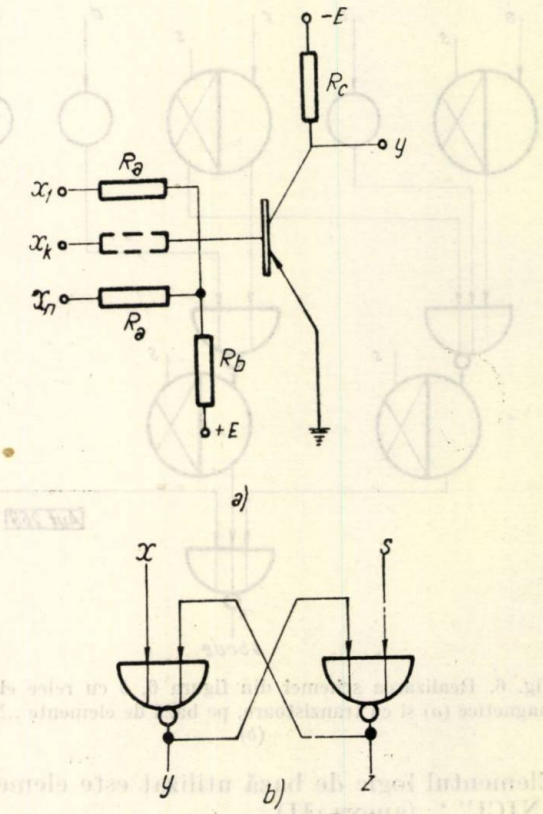
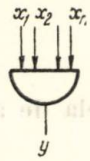


Fig. 9. Schema elementului logic „NICI" (tranzistorizat) şi a „MEMORIEI" construite pe baza acestui element: *a* – schema elementului logic „NICI"; *b* – Schema elementului „MEMORIE".

ANEXA I

Simbolurile elementelor logice

Denumire	Simbol	Funcţia logică	Relaţia* logică
Circuit logic „SI" (conjunctor intersector)		Produsul logic	$y = x_1 \wedge x_2 \wedge \ldots \wedge x_n$
Circuit logic "SAU" (disjunctor)		Suma logică	$y = x_1 \cup x_2 \cup \ldots \cup x_n$
Circuit logic „Nu" (inhibitor)		Negaţia (inhibiţia)	$y = \overline{x}$
Circuit logic „SAU—NU" (NICI)		Negaţia disjuncţiei	$y = \overline{x_1 \cup x_2 \cup \ldots \cup x_n} = \overline{x_1} \wedge \overline{x_2} \wedge \ldots \wedge \overline{x_n}$
Circuit logic „SI—NU"		Negaţia conjuncţiei	$y = \overline{x_1 \wedge x_2 \wedge \ldots \wedge x_n} = \overline{x_1} \cup \overline{x_2} \cup \ldots \cup \overline{x_n}$
Circuit logic „MEMORIE"		Memorizare	$y = \overline{x} \wedge \overline{z}$ $z = \overline{y} \wedge \overline{s}$

Aut.273

* Unii autori notează funcţia logică „SI" cu semnul „·" (ca în articolul N. Costake – I. Lazăr). Noi am preferat semnul „∧", pentru a marca mai bine tactele în cadrul secvenţei şi a înlătura confuziile (semnul „·" se utilizează în articolul nostru în sensul obişnuit).

taţie statică ICET pentru sfaturile preţioase date la elaborarea lucrării.

Concluzii

Rezultatele obţinute au arătat că în multe cazuri de proiectare a schemelor secvenţiale, metodele expuse permit sinteza acestora fără a mai recurge la analiza amplă a schemei ca în teoria clasică [2].

Metodele expuse sînt valabile pentru orice fel de elemente de comutaţie, fie ele electrodinamice (relee cu contacte) fie statice (tuburi electronice, tranzistoare, circuite cu miezuri de ferite).

ANEXA II

În figura 9, *a*, este arătată schema circuitului, logic „NICI". Acest circuit dă la ieşire valoarea logică 1, cînd nici una dintre intrări nu a fost stimulată.

Cu ajutorul acestui element se pot realiza toate celelalte funcţii logice ca: „SI", „SAU", „MEMORIE" şi altele [1].

În figura 9, *b*, este indicat modul de a realiza un circuit de memorie cu ajutorul a două circuite „NICI". Circuitul comportă o intrare de comandă (x), una de ştergere a memoriei (s) şi două ieşiri (y şi z).

Bibliografie

[1] MOISIL, GR. C.: *Teoria algebrică a mecanismelor automate.* Bucureşti, Editura Tehnică, 1959.

[2] HUFFMAN, D. A.: *The synthesis of sequential switching circuits.* J. Franklin Inst. 3/4, 1954.

[3] RAYMOND, H. F.: *Avtomatika pererabotki informaţii.* Moscova, Fizmatghiz, 1961.

N. COSTAKE şi I. S. LAZĂR

Metodă de sinteză a circuitelor logice fără memorie

În prezent, problema sintezei circuitelor logice capătă o importanţă mare în ţara noastră datorită apariţiei primelor elemente de comutaţie statică. Pentru obţinerea unor scheme logice economice, este important să se realizeze funcţiile logice necesare cu un număr minim de elemente de comutaţie statică (tuburi electronice, elemente semiconductoare, ferite).

Necesitatea găsirii unei metode rapide de sinteză a fost impusă de apariţia a numeroase probleme de circuite de comandă secvenţială, respectiv numerice, din domeniul : automatizării liniilor de transfer, a comenzii program a maşinilor-unelte, a optimizatorilor numerici.

Literatura de specialitate amănunţită din ţara noastră [1], [2], [3] a asigurat analiza critică a diferitelor metode de sinteză ; preferinţele s-au îndreptat spre utilizarea diagramelor VEITCH, care ne-au permis dezvoltarea unei metode simple şi rapide de sinteză a circuitelor logice pe bază de elemente logice NICI, sau elemente logice SI-SAU-NU.

1. Generalităţi

1.1. *Convenţii logice. Simboluri.* Pentru reprezentarea simbolică a funcţionării unei scheme logice este necesar să se precizeze, în primul rînd, convenţia logică adoptată (vezi anexa 4.1). Metoda de sinteză prezentată se referă la convenţia I (potenţialul maxim în sens pozitiv se notează cu 0 iar potenţialul minim se notează cu 1). Elementele logice vor fi reprezentate simbolic conform anexei 4.2.

1.2. *Tabele de adevăr.* Sinteza circuitelor logice porneşte de la condiţiile impuse mărimilor de intrare ; aceste condiţii pot fi trecute sub formă de tabel obţinîndu-se ceea ce în mod curent se numeşte tabela de adevăr.

În general, pentru N mărimi de intrare există 2^N combinaţii de intrare şi 2^{2^N} funcţii de răspuns la ieşire.

De exemplu, pentru două mărimi de intrare ($N = 2$) există 4 combinaţii posibile la intrare (tabela 1) şi 16 funcţii de răspuns la ieşire (vezi anexa 4.4). Dacă se consideră una din aceste 16 funcţii — de exemplu funcţia logică

INTERDICŢIE

$$F = A \cdot \overline{B}$$

tabela de adevăr este :

Tabela 1

B	A	$A.\overline{B}$
1	1	0
1	0	0
0	1	1
0	0	0

1.3. *Diagrama „VEITCH".* O formă foarte utilă a tabelei de adevăr a fost alcătuită de E. W. VEITCH ; această diagramă conţine toate informaţiile din tabela de adevăr în forma cea mai compactă posibilă asigurînd totodată largi posibilităţi de simplificare şi sinteză [4], [5].

Cea mai simplă diagramă VEITCH — pentru două variabile binare — este reprezentată în figura 1, *a*.

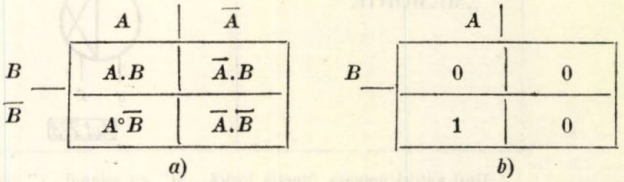


Fig. 1. Diagrama VEITCH pentru :
a — două variabile binare ; *b* — funcţia $F = A.\overline{B}$.

şi are următoarele caracteristici :

1. Toate pătratele pentru care A are valoarea 1 sînt în coloana notată cu A.
2. Toate pătratele pentru care A are valoarea 0 sînt în coloana notată cu $\overline{A}$.
3. Toate pătratele pentru care B are valoarea 1 sînt în rîndul notat cu B.
4. Toate pătratele pentru care B are valoarea 0 sînt în rîndul notat cu $\overline{B}$.

Pentru mai mult de două variabile, diagrama VEITCH se obţine prin extinderea celei pentru două variabile, ca şi tabelele de adevăr anexa 4.3). În practică, notaţiile $\overline{A}$, $\overline{B}$, $\overline{C}$, etc. se omit pe diagramă, subînţelegîndu-se.

Diagrama VEITCH pentru funcţia $F = A.\overline{B}$. (tabela de adevăr în tabela 1) este indicată în figura 1, *b*.

2. Metode de sinteză a circuitelor logice bazate pe diagrama VEITCH.

2.1. *Sinteza circuitelor logice cu elemente SI-SAU-NU. Metoda de sinteză.* Metoda de sinteză a circuitelor logice cu elemente SI-SAU-NU, pe baza diagramei VEITCH, are următoarele etape :

a) se scriu condiţiile pe care trebuie să le îndeplinească schema logică sub forma unei tabele de adevăr ;

b) se întocmeşte diagrama VEITCH pe baza acestei tabele ;

c) se scrie funcţia logică care îndeplineşte condiţiile impuse iniţial, grupîndu-se în mod adecvat zonele 1 din diagrama VEITCH ;

d) se construieşte schema logică cu elemente logice SI-SAU-NU.

Exemplu. Pentru exemplificarea metodei descrise se consideră un circuit de comparaţie. Circuitul trebuie să compare două mărimi A şi B exprimate în cod binar, şi să indice dacă $A - B = E > 0$ sau $E < 0$, adică este circuitul de „transport" al unui scăzător binar*

a) C o n d i ţ i i. La scăderea a două numere binare $A_i - B_i$, cu transport T_i din rangul anterior, transportul T_{i+1} în rangul imediat superior se face după următorul tabel de adevăr :

Tabela 2

T_i	B_i	A_i	T_{i+1}
0	0	0	0
0	0	1	0
0	1	0	1
0	1	1	0
1	0	0	1
1	0	1	0
1	1	0	1
1	1	1	1

b) D i a g r a m a VEITCH.

B_i \ A_i				
0	0	1	1	1
1	0	0	1	0
		T_i		

Fig. 2. Diagrama VEITCH corespunzătoare tabelei de adevăr 2.

* Într-adevăr, la scăderea a două numere binare cu N digiţi transportul T_{N+1} satisface condiţiile :

$$T_{N+1} = \begin{cases} 1 \text{ pentru } A - B = E < 0 \\ 0 \text{ pentru } A - B = E > 0 \end{cases}$$

c) F u n c ţ i a l o g i c ă. Unul din avantajele diagramei VEITCH este acela că se pot grupa termenii 1 astfel ca funcţia logică obţinută pe baza condiţiilor iniţiale, să cuprindă cît mai puţini termeni, respectiv cît mai puţine elemente UNILOG. În cazul de faţă aceşti termeni se grupează astfel : T_i, B_i, $T_i \cdot \overline{A_i}$ $\overline{A_i} \cdot B_i$ astfel că funcţia logică căutată este :

$$T_{i+1} = T_i \cdot B_i \cup T_i \overline{A_i} \cup \overline{A_i} \cdot B_i \qquad (1)$$

d) S c h e m a l o g i c ă c u e l e m e n t e SI—SAU—NU.

Utilizînd simbolurile propuse în anexa 4.3. se obţine schema logică căutată cu un element NU, 3 elemente SI un element SAU (fig. 3).

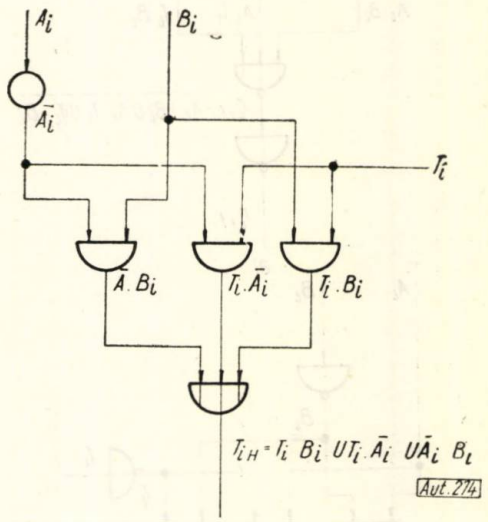


Fig. 3. Schema logică cu elemente SI—SAU—NU.

2.2. *Sinteza circuitelor logice cu element NICI*

2.2.1. *Metoda de sinteză cu echivalarea elementelor SI — SAU — NU în elemente NICI.* [7]. Această metodă cuprinde în plus faţă de cea anterioară subpunctele

— c—2—Se exprimă fiecare element SI-SAU-NU cu echivalentul său în elemente NICI.

— d—2—Se reduc în schema logică desenată grupurile de cîte 2 elemente NICI consecutive (cu o singură intrare şi ieşire care realizează $\overline{\overline{X}} = X$).

Aplicînd această metodă la exemplul precedent se obţine :

$$T_i \cdot B_i = \overline{\overline{T_i} \cup \overline{B_i}}, \quad T_i \cdot \overline{A_i} = \overline{\overline{T_i} \cup \overline{A_i}},$$
$$B_i \overline{A_i} = \overline{A_i \cup \overline{B_i}} \qquad (2)$$

Deci, prin metoda aceasta de trecere a elementelor logice SI-SAU-NU în echivalentul lor cu elemente logice NICI, s-a obţinut o schemă logică cu 7 elemente NICI (fig. 4, *a*). De obicei, această metodă nu conduce la cea mai simplă schemă logică, cu minim de elemente UNILOG.

2.2.2. *Metoda de sinteză a circuitelor logice direct în elemente NICI.* Metodele descrise mai sus se întîlnesc în lucrările de specialitate; ele nu conduc însă la schemele cele mai simple şi necesită multe etape de calcul. În cadrul lucrărilor de proiectare a blocurilor logice s-a elaborat o metodă simplă de sinteză a circuitelor logice direct în elemente NICI.

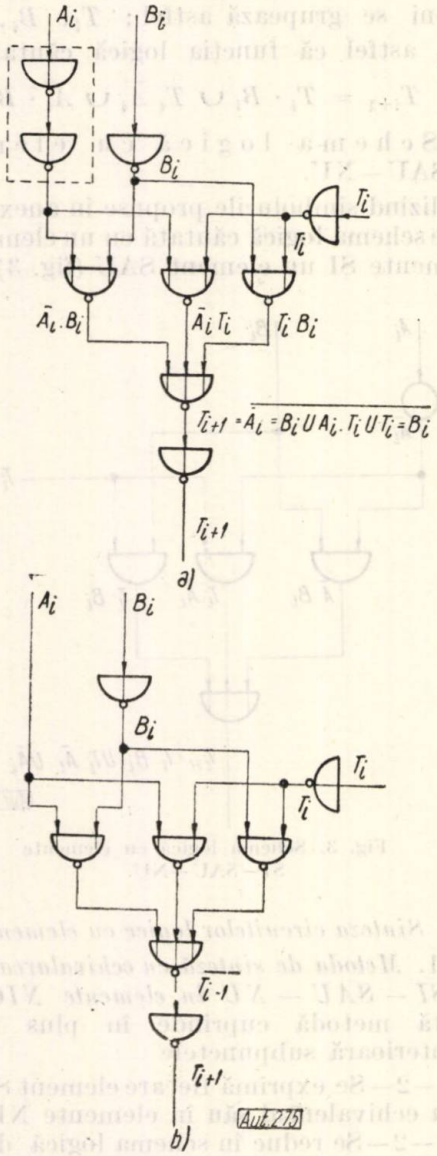


Fig. 4. Schemă logică cu şapte elemente NICI.

Elementul logic NICI realizează funcţia logică:

$$\overline{A \cup B \cup \ldots \cup Z} = \bar{A}\,\bar{B} \ldots \bar{Z} \qquad (3)$$

Problema este de a se obţine funcţia logică de realizat exprimată direct, din diagrama VEITCH, în elemente NICI.

La sinteza circuitului în elemente SI-SAU-NU, se exprimă zonele 1 din diagramă: *dacă se exprimă însă zonele 0 din diagramă şi se ia inversul expresiei obţinute, se va realiza aceeaşi funcţie logică dar exprimată direct în elemente NICI — expresii de forma (3).*

De exemplu pentru funcţia logică simplă „SI" în cazul a două variabile, diagrama VEITCH este:

B \ A		
	1	0
	0	0

Fig. 5. Diagrama VEITCH pentru funcţia logică SI în cazul a două variabile.

Dacă se exprimă zonele 1 din diagramă se obţine funcţia SI cunoscută

$$F = A.B$$

Dacă se exprimă zonele 0 din diagramă se obţine

$$\bar{A} \cup \bar{B}$$

şi dacă acum se ia inversul acestei expresii

$$\overline{\bar{A} \cup \bar{B}} = A.B = F \qquad (4)$$

Deci funcţia logică SI — după cum se ştie — se obţine din 3 elemente NICI: două pentru inversarea lui A şi B şi unul pentru realizarea funcţiei SI propriu-zise (anexa 4.4).

Etapele parcurse în rezolvarea acestui exemplu simplu rămîn valabile şi pentru cazuri mult mai complicate şi anume:

a) şi b) identice cu metoda 2.1;

c) se scrie funcţia logică care îndeplineşte condiţiile impuse iniţial, grupîndu-se în mod adecvat zonele 0 din diagrama VEITCH, punînd în evidenţă expresii realizate de elementul NICI — (3) şi luînd inversul expresiei obţinute;

d) se construieşte schema logică cu elemente UNILOG.

Exemplu. În cazul exemplului anterior — etapele a) şi b) au fost parcurse.

c) Funcţia logică

Zonele 0 din diagrama VEITCH (fig. 2) rezultă

$$\bar{A}_i \cdot \bar{T}_i = \overline{\bar{A}_i \cup T_i}, \quad A_i \cdot \bar{B}_i = \overline{\bar{A}_i \cup B_i},$$
$$\bar{A}_i \cdot \bar{B}_i \cdot \bar{T}_i = \overline{A_i \cup B_i \cup T_i}$$

Funcţia logică

$$T_{i+1} = \overline{\overline{\bar{A}_i \cup T_i} \cup \overline{\bar{A}_i \cup B_i} \cup \overline{A_i \cup B_i \cup T_i}} \;^{*)} \qquad (5)$$

*) Această expresie se verifică uşor, se ştie că:

$$\overline{\overline{X} \cup \overline{Y} \cup \overline{Z}} = X \cdot Y \cdot Z. \text{ deci:}$$

$$T_{i+1} = (\bar{A}_i \cup T_i)(\bar{A}_i \cup B_i)(A_i \cup B_i \cup T_i) =$$
$$= (\bar{A}_i \cup \bar{A}_i B_i \cup B_i \cdot T_i)(A_i \cup B_i \cup T_i) =$$
$$= (\bar{A}_i \cup B_i \cdot T_i)(A_i \cup B_i \cup T_i) =$$
$$= \bar{A}_i \cdot B_i \cup \bar{A}_i \cdot T_i \cup A_i \cdot B_i \cdot T_i \cup B_i \cdot T_i =$$
$$= \bar{A}_i \cdot B_i \cup \bar{A}_i T_i \cup B_i \cdot T_i$$

d) Schema logică

Se vede că expresia (5) se realizează cu cinci elemente NICI (fig. 6) spre deosebire de schema

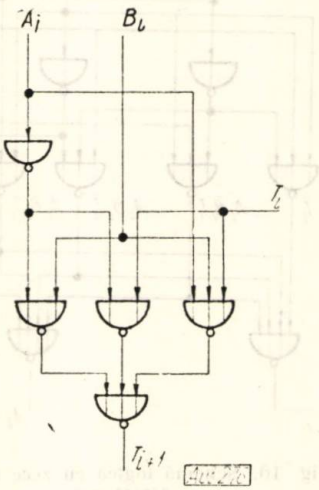


Fig. 6. Schemă logică cu cinci elemente NICI.

din figura 4 *b*, care realizează aceeaşi funcţie logică cu 7 elemente NICI.

b) *Diagrama VEITCH*

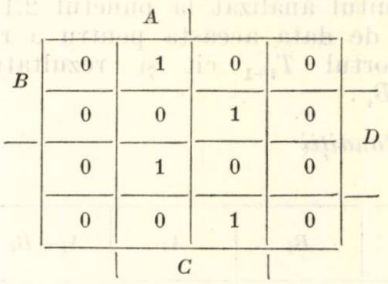


Fig. 7. Diagrama VEITCH corespunzătoare tabelei de adevăr 3.

c) *Funcţia logică exprimată în elemente NICI*

Zonele 0 din diagramă

$$\begin{aligned} &\overline{C} \\ &A\cdot B\cdot D = \overline{\overline{A} \cup \overline{B} \cup \overline{D}} \\ &A\cdot \overline{B}\cdot \overline{D} = \overline{\overline{A} \cup B \cup S} \\ &\overline{A}\cdot B\cdot \overline{D} = \overline{A \cup \overline{B} \cup D} \\ &\overline{A}\cdot B\cdot D = \overline{A \cup B \cup \overline{D}} \end{aligned} \qquad (6)$$

Funcţia logică

$$F = \overline{\overline{C} \cup \overline{A} \cup \overline{B} \cup \overline{D} \cup \overline{A} \cup \overline{B} \cup \overline{D} \cup \overline{A} \cup \overline{B} \cup \overline{D} \cup \overline{A} \cup \overline{B} \cup \overline{D}} \qquad (7)$$

3. Exemple

3.1. *Bloc de decizie logică*

Se va exemplifica metoda 2.2.2 cu sinteza unuia din blocurile logice de decizie proiectate. Condiţiile iniţiale se admit fără justificare.

a) *Condiţi*

Tabela 3

D	C	B	A	F
0	1	1	1	1
0	1	1	0	0
0	1	0	1	0
0	1	0	0	1
0	0	1	1	0
0	0	1	0	0
0	0	0	1	0
0	0	0	0	0
1	1	1	1	0
1	1	1	0	1
1	1	0	1	1
1	1	0	0	0
1	0	1	1	0
1	0	1	0	0
1	0	0	1	0
1	0	0	0	0

d) *Schema logică* este desenată în figura 8

Schema logică care realizează condiţiile iniţiale cuprinde deci 9 elemente UNILOG; dacă

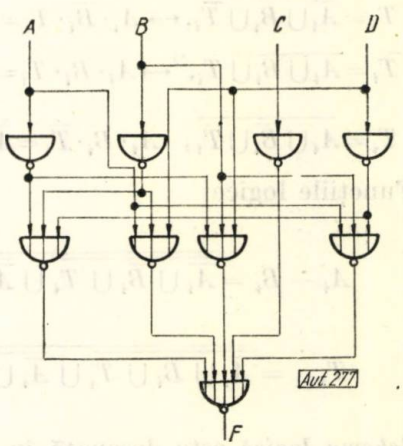


Fig. 8. Schema logică cu nouă elemente UNILOG.

se aplică metoda 2.1. se realizează aceeaşi funcţie logică cu o schemă cu zece elemente UNILOG.

3.2. *Scăzător paralel cu transport succesiv*

Circuitul analizat la punctul 2.1 este completat de data aceasta pentru a rezolva atît transportul T_{i+1} cît şi rezultatul scăderii $A_i - B_i$.

a) *Condiţii*

Tabela 4

T_i	B_i	A_i	$A_i - B_i$	T_{i+1}
0	0	0	0	0
0	0	1	1	0
0	1	0	1	1
0	1	1	0	0
1	0	0	1	1
1	0	1	0	0
1	1	0	0	1
1	1	1	1	1

b) *Diagrama VEITCH*

Circuitul de scădere $A_i - B_i$ Circuitul de transport T_{i+1}

B_i \ A_i	0	1	0	1
1	1	0	1	0
		T_i		

a)

B_i \ A_i	0	1	1	1
0	0	0	1	0
		T_i		

b)

Fig. 9. Diagrama VEITCH corespunzătoare tabelei de adevăr 4.

c) *Funcţia logică exprimată în elemente NICI*

Zonele 0 din diagramă

$$A_i \cdot B_i \cdot \overline{T_i} = \overline{\overline{A_i} \cup \overline{B_i} \cup T_i}, \leftrightarrow A_i \cdot B_i \cdot \overline{T_i} = \overline{\overline{A_i} \cup \overline{B_i} \cup T_i},$$

$$A_i \cdot \overline{B_i} \cdot T_i = \overline{\overline{A_i} \cup B_i \cup \overline{T_i}}, \leftrightarrow A_i \cdot \overline{B_i} \cdot T_i = \overline{\overline{A_i} \cup B_i \cup \overline{T_i}},$$

$$\overline{A_i} \cdot \overline{B_i} \cdot \overline{T_i} = \overline{A_i \cup B_i \cup T_i}, \overset{*)}{\leftrightarrow} A_i \cdot B_i \cdot T_i = \overline{\overline{A_i} \cup \overline{B_i} \cup \overline{T_i}},$$

$$A_i \cdot B_i \cdot T_i = \overline{\overline{A_i} \cup \overline{B_i} \cup \overline{T_i}}, \quad A_i \cdot \overline{B_i} \cdot \overline{T_i} = \overline{\overline{A_i} \cup B_i \cup T_i}$$

— Funcţiile logice

$$A_i - B_i = \overline{\overline{A_i} \cup \overline{B_i} \cup T_i} \cup \overline{\overline{A_i} \cup B_i \cup \overline{T_i}} \cup \overline{A_i \cup B_i \cup T_i} \cup \overline{A_i \cup \overline{B_i} \cup \overline{T_i}} \tag{8}$$

$$T_{i+1} = \overline{\overline{A_i} \cup \overline{B_i} \cup T_i} \cup \overline{\overline{A_i} \cup B_i \cup \overline{T_i}} \cup \overline{A_i \cup B_i \cup T_i} \cup \overline{\overline{A_i} \cup B_i \cup T_i}$$

d) *Schema logică* este desenată în figura 10 şi cuprinde 10 elemente UNILOG; dacă se aplică metoda 2.1 se va realiza aceeaşi funcţie logică cu 12 elemente UNILOG.

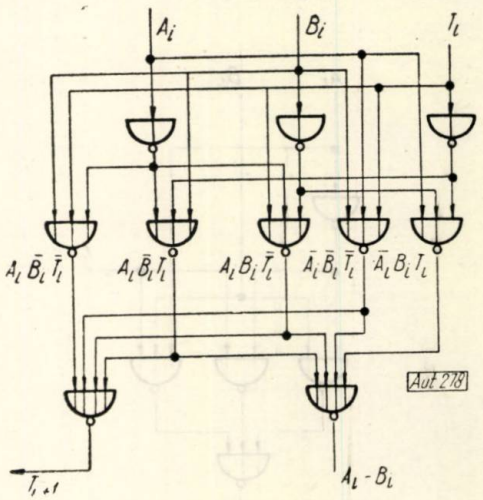


Fig. 10. Schemă logică cu zece elemente UNILOG.

4. Anexe

4.1. *Convenţii logice. Exemple*

4.1.1. *Convenţii logice.* Circuitele logice sînt circuite a căror mărime de ieşire este legată de mărimea — sau mărimile — de intrare printr-o relaţie logică. Aceste circuite au două caracteristici esenţiale:

— lucrează cu mărimi binare, adică mărimi care pot avea numai două stări distincte reprezentate simbolic prin 0 şi 1;

— dispun de un număr de intrări şi ieşiri practic limitat.

Trebuie stabilizată corespondenţa între cele două valori posibile ale variabilei binare (0 şi 1) şi cele două stări posibile de mărimi ce caracterizează funcţionarea schemei respective. În schemele cu logică de nivel, mărimea caracteristică va fi tensiunea la bornele de intrare şi ieşire ale circuitului astfel că se pot face două convenţii logice:

I. Se asociază potenţialului maxim în sens pozitiv valoarea binară 0 şi potenţialului minim valoarea binară 1.

II. Se asociază potenţialului minim în sens pozitiv valoarea binară 0 şi potenţialului maxim valoarea binară 1.

*) Există 3 termeni identici în cele două expresii (3 poziţii de 0 identice în diagramele VEITCH) şi de aceea s-au considerat separat zonele 0 în diagrama circuitului de transport şi nu grupate.

În funcție de convenția aleasă, un același circuit logic va realiza o funcție logică sau

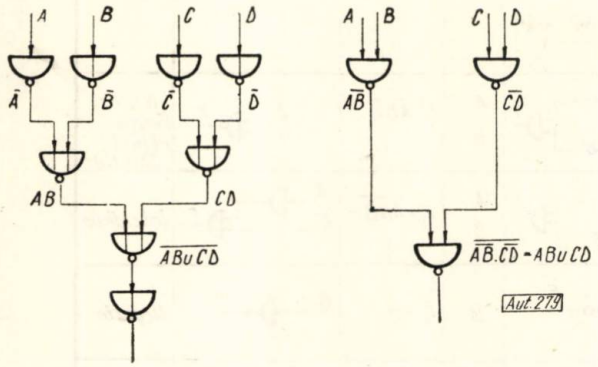


Fig. 11. Schemă logică realizînd funcția $AB \cup CD$ cu elemente UNILOG în cele două convenții logice.

duala ei; într-un sistem logic unitar trebuie să existe o singură convenție logică.

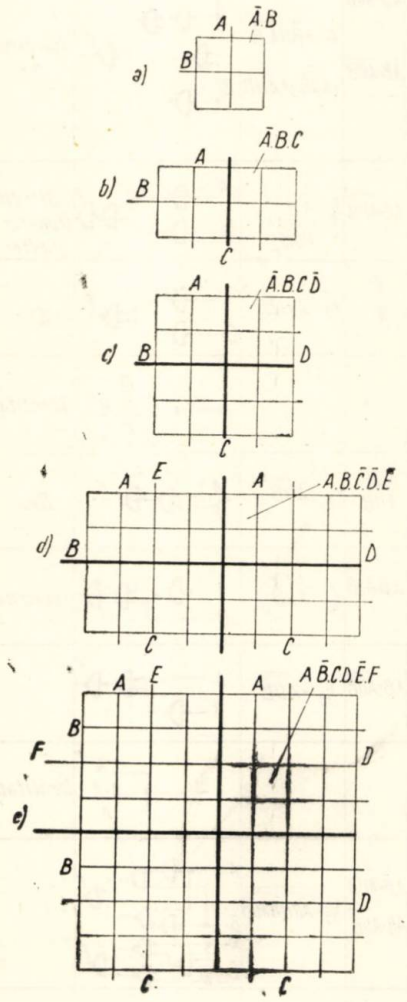


Fig. 12. Diagrame VEITCH:
a – pentru două variabile; *b* – pentru 3 variabile; *c* – pentru 4 variabile; *d* – pentru 5 variabile; *e* – pentru 6 variabile.

Convenția I a fost adoptată la blocurile de comutație statică UNILOG realizate în IPAEIA; convenția II este utilizată de PANELLIT la blocurile MINILOG.

Evident că între cele 2 convenții nu există avantaje sau dezavantaje; în schimb utilizarea uneia sau alteia din convenții este funcție de schema logică care trebuie realizată deoarece aceeași schemă construită după o convenție poate conduce la un număr de elemente logice de bază mai mic decît în cealaltă convenție.

Dacă o schemă logică trebuie să realizeze funcția logică $A\,B \cup C\,D$, utilizînd elementul UNILOG în cele două convenții se obțin schemele din figura 11.

Avantajul alegerii inițiale a convenției este evident: în cazul convenției I sînt necesare 8 elemente UNILOG, iar în cazul convenției II numai trei elemente UNILOG.

4.2. *Reprezentarea elementelor logice*

În literatură, reprezentarea elementelor logice nu este unitară. În acest articol, ca și în articolul „Contribuții la sinteza schemelor secvențiale binare", de C. Tanasiciuc și F. Stănciulescu, se folosesc cîteva reprezentări simbolice pentru elementele logice, întîlnite mai des în literatură [3], [5]; sperăm că se vor ivi propuneri și completări pentru realizarea unui tabel complet de reprezentări simbolice care să fie utilizat de toți cei ce folosesc aceste elemente logice.

4.3. *Tabelă pentru sinteza circuitelor cu două variabile*

După cum s-a arătat în paragraful 1.4. pentru două mărimi de intrare ($N = 2$) există patru combinații posibile la intrare și 16 funcții de răspuns la ieșire. Aceste funcții au fost trecute în tabela anexată indicîndu-se funcția logică, diagrama VEITCH, schema logică cu relee, schema logică cu elemente SI-SAU-NU și schema logică cu elemente NICI dedusă pe baza metodei indicate în paragraful 2.2.2.

5. Concluzii

Metoda de sinteză a circuitelor logice direct în elemente NICI, descrisă mai sus, poate fi utilizată în lucrările de proiectare a schemelor logice cu elemente UNILOG sau la proiectarea schemelor de automatizare în care releele se înlocuiesc cu elemente de comutație statică UNILOG.

Metoda are avantajul de a fi simplă și ușor de manevrat, nefiind necesară o rutină specială din partea proiectantului, asigurînd totodată o soluție economică, cu număr minim de elemente de comutație statică.

					Funcția logică	Diagrama VEITCH	Schema logică cu relee	Schema logică cu elemente ȘI-SAU-NU	Zonele 0	Funcția logică în elemente NICI	Schema logică în elemente NICI	Observații
A	0	1	0	1								
B	0	0	1	1								
F_1	0	0	0	0	$F_1 = 0$							
F_2	1	0	0	0	$F_2 = A\cup B = \bar{A}\bar{B}$				A B	$F_2 = \overline{A \cup B}$		NICI (funcția PEIRCE) SAU-NU
F_3	0	1	0	0	$F_3 = A\bar{B}$				$\bar{A}$ B	$F_3 = \overline{\bar{A} \cup B}$		Interdicție
F_4	1	1	0	0	$F_4 = \bar{B}$				B	$F_4 = \bar{B}$		Negație
F_5	0	0	1	0	$F_5 = \bar{A}B$				A $\bar{B}$	$F_5 = \overline{A \cup \bar{B}}$		Interdicție
F_6	1	0	1	0	$F_6 = \bar{A}$				A	$F_6 = \bar{A}$		Negație
F_7	0	1	1	0	$F_7 = \bar{A}B \cup A\bar{B}$ $= \overline{(A \cup B)(\bar{A} \cup \bar{B})}$ $= \overline{(A \cup B)\,A\bar{B}}$				$A\bar{B} = \bar{A} \cup \bar{B}$ $\bar{A}B = \bar{A} \cup \bar{B}$	$F_7 = \overline{AB \cup A\bar{B}}$ $= \overline{\bar{A}\bar{B} \cup A\bar{B}}$		Sau exclusiv
F_8	1	1	1	0	$F_8 = \bar{A}\bar{B} = \bar{A} \cup \bar{B}$				$AB = \bar{A} \cup \bar{B}$	$F_8 = \overline{A\,B} = \overline{\bar{A} \cup \bar{B}}$		ȘI-NU (funcție Sheffer)
F_9	0	0	0	1	$F_9 = A\,B$				$\bar{A}$ $\bar{B}$	$F_9 = \bar{A} \cup \bar{B}$		ȘI
F_{10}	0	0	1	1	$F_{10} = B$							Identitate
F_{11}	0	1	1	1	$F_{11} = A \cup B$				$\bar{A}\,\bar{B} = \overline{A \cup B}$	$F_{11} = \overline{\bar{A} \cup B}$		Sau
F_{12}	1	0	1	1	$F_{12} = \bar{A} \cup B$				$A\bar{B} = \overline{\bar{A} \cup B}$	$F_{12} = \overline{\overline{\bar{A} \cup B}}$		Implicare
F_{13}	1	1	0	1	$F_{13} = A \cup \bar{B}$				$A\bar{B} = \overline{\bar{A} \cup B}$	$F_{13} = \overline{\overline{A \cup \bar{B}}}$		
F_{14}	0	1	0	1	$F_{14} = A$							Identitate
F_{15}	1	0	0	1	$F_{15} = A\bar{B} \cup \bar{A}\bar{B}$ $= \overline{(A \cup B)(\bar{A} \cup \bar{B})}$ $= \bar{A}\bar{B} \cup A\bar{B}$ $= A\bar{B} \cup \bar{A}B$				$A\bar{B} = \bar{A} \cup \bar{B}$ $\bar{A}B = \bar{A} \cup \bar{B}$	$F_{15} = \overline{A\bar{B} \cup \bar{A}B}$		
F_{16}	1	1	1	1	$F_{16} = 1$							

Aut. 281

Fig. 13. Tabelă pentru sinteza circuitelor logice cu două variabile.

Bibliografie

[1] MOISIL, GR.: *Teoria algebrică a mecanismelor automate.* Editura tehnică, Bucureşti, 1959.
[2] MOISIL, GR.: *Teoria algebrică a circuitelor cu tranzistoare.* Direcţia cursurilor de perfecţionare a inginerilor, Bucureşti, 1961.
[3] CĂTUNEANU, V. şi FELEA, I.: *Circuite de comutaţie fără reacţie* din lucrarea *Circuite cu tranzistoare.* Editura tehnică, Bucureşti, 1961,
[4] PHISTER, M.: *Logital design of digital computers.*
[5] GRABBE, E. M.: *Handbook of Automation Computation and Control,* New-York, John Wiley & Sons.
[6] NASLIN, P.: *Principes des calculatrices numériques automatiques,* Dunod, Paris, 1961.
[7] KALTENECHER, H.: *Einige Methoden zum Entwurf von statischen Steuerungen mit Weder—Noch—Logikelementen.* Regelungstechnik, august, 1961, p. 318—322.
[8] PINET, M.: *Sistéme de circuits logiques rapides à élément de base unique.* L'Onde Electrique, nov. 1961, p. 905—923.

DAN NEGREANU

Stabilitatea frecvenţei multivibratorului astabil cu tranzistoare

Multivibratorul astabil (fig. 1) este un circuit larg folosit pentru generarea impulsurilor dreptunghiulare. Forma impulsurilor obţinute de la acest generator foarte simplu nu este prea bună şi de aceea o întreagă serie de scheme au fost elaborate în scopul obţinerii unor forme de undă mai apropiate de cele dreptunghiulare [1], [2], [3].

În multe aplicaţii însă, esenţială este menţinerea constantă a frecvenţei multivibratorului în limite largi de variaţie a tensiunii de alimentare şi temperaturii. În literatura de specialitate se indică performanţele de stabilitate ale unui astfel de circuit ca foarte scăzute. Chiar unele scheme speciale de stabilizare indicate, deşi îmbunătăţesc de cîteva ori stabilitatea, nu reuşesc să realizeze adeseori performanţele necesare. Astfel, schema cu circuit stabilizator LC prezintă o variaţie a perioadei de $\approx 4\%$ la variaţia tensiunii cu $\pm 50\%$, de $\approx 9\%$ la variaţia temperaturii în domeniul $+20 \ldots +70°$ şi de 3% la schimbarea tranzistoarelor [4]. Altă schemă propusă [5], folosind circuite compensatoare cu termistoare, realizează o instabilitate de $\approx 5\%$ în acelaşi domeniu de variaţie a temperaturii, prezentînd dificultăţi mari de reglare.

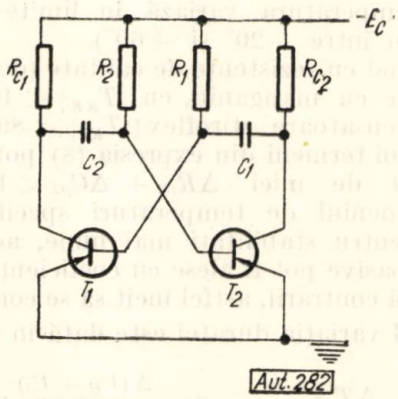


Fig. 1. Schema multivibratorului astabil.

Totuşi pe baza analizei factorilor care duc la instabilitatea perioadei se pot realiza scheme relativ simple de mare stabilitate. Astfel, a fost elaborată, o schemă avînd o instabilitate globală mai mică de 2,5% la variaţia simultană a tensiunii şi temperaturii în domenii analoge cu cele de mai sus, la îmbătrînirea şi schimbarea tranzistoarelor.

Determinarea riguroasă a duratei perioadei şi variaţia ei

Durata unei semiperioade a multivibratorului simetric

$$(R_1 = R_2 = R;\ R_{C1} = R_{C2} = R_C;\ C_1 = C_2 = C)$$

este cunoscută:

$$T = RC \ln 2. \qquad (1)$$

Un calcul mai exact trebuie să ţină seama de curentul I_{C0} al tranzistorului tăiat şi de tensiunile reziduale între electrozii tranzistorului care conduc la saturaţie.

Astfel tensiunea pe colectorul tranzistorului tăiat este:

$$u_C = E_C - R_C I_{C0}. \qquad (2)$$

Cînd tranzistorul se deschide, tensiunea pe colector devine U_{CE0}. Deci, saltul tensiunii de colector care se transmite integral prin condensatorul C, pe baza celuilalt tranzistor, tăindu-l, este:

$$\Delta u = -(E_C - R_C I_{C0} - U_{CE0}). \qquad (3)$$

Deoarece anterior tensiunea pe baza acestui tranzistor era U_{BE0}, după tăierea lui devine:

$$u_{bi} = -(E_C - R_C I_{C0} - U_{CE0} - U_{BE0}). \qquad (4)$$

Schema echivalentă de încărcare a condensatorului legat cu baza tranzistorului tăiat este

dată în figura 2. Tensiunea bazei tinde spre valoarea :

$$u_{bf} = E_C + R\,I_{C0}. \qquad (5)$$

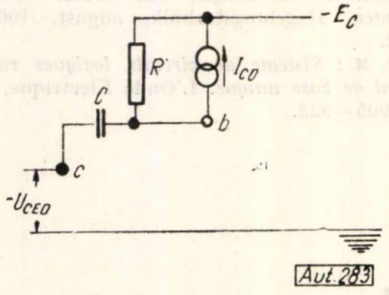


Fig. 2. Schema echivalentă de încărcare a condensatorului C.

Bascularea schemei se produce cînd tensiunea de bază atinge valoarea $U_{b0} = U^{*}_{BE}$ pentru care procesul regenerativ devine posibil.

Durata semiperioadei după relaţia generală :

$$T = RC \ln \frac{u_f - u_i}{u_f - u_0}, \qquad (6)$$

devine în cazul studiat

$$T = RC \ln \frac{2E_C - U_{CE0} - U_{BE0} + (R - R_C)\,I_{C0}}{E_C + R\,I_{C0} - U^{*}_{BE}}, \qquad (7)$$

sau

$$T = RC \ln \left(2 - \frac{U_{CE0} + U_{BE0} - 2U^{*}_{BE} + (R+R_C)I_{C0}}{E_C + R\,I_{C0} - U^{*}_{BE}} \right). \qquad (7')$$

Această relaţie se transformă în (1) cînd U_{CB0}, U_{BE0}, U^{*}_{CE} şi $(R+R_C)\,I_{C0}$ se pot neglija faţă de E_C. Numărătorul fracţiei este suma a două tensiuni : una rezultînd din tensiunile reziduale şi de deschidere $U_U = U_{CE0} + U_{BE} - 2U^{*}_{BE}$ şi cealaltă din trecerea curentului I_{C0} prin rezistenţele R şi R_C, $U_i = (R + R_C)\,I_{C0}$.

Din (7) se poate obţine, prin logaritmare, diferenţiere şi neglijarea termenilor de ordin superior, variaţia relativă a perioadei :

$$\Delta T_{/T} = \Delta R_{/R} + \Delta C_{/C} - \frac{\Delta (U_U + U_i)}{2\,(\ln 2)\,E_C} + \frac{(U_U + U_i)\,\Delta E_C}{2\,(\ln 2)\,E_C^2}. \qquad (8)$$

Stabilitatea perioadei la variaţia tensiunii de alimentare

În relaţia de mai sus, numai ultimul termen intervine atunci cînd este vorba de variaţia tensiunii de alimentare. U_U şi U_i sînt practic independente de tensiune la tensiuni de alimentare mai mari de 6 V.

Relaţia care dă variaţia cu tensiunea se poate scrie

$$\Delta T_{/T_{\theta^\circ = \text{const.}}} = \frac{1}{1{,}38} \frac{U_U + U_i}{E_C} \frac{\Delta E_C}{E_C}. \qquad (9)$$

În figura 3 se dau curbele calculate şi punctele experimentale de variaţie a perioadei faţă de mărimea ei nominală (la 24 V) şi pentru variaţii $\Delta E_{C/E_C} = 10\%$ la diferite tensiuni. S-a verificat experimental relaţia (9) pentru o schemă în care $R = 15$ kΩ, $R_C = 800$ Ω cu tranzistoare EFT122, pentru care s-a măsurat la 25°C : $U_{BE0} = 240$ mV, $U^{*}_{BE} = 120$ mV, $U_{CE0} = 90$ mV, $I_{C0} = 4$ μA ($U_U = 90$ mV, $U_i = 64$ mV).

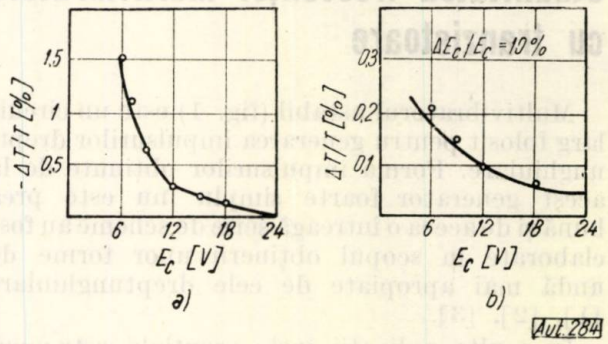


Fig. 3. Curbele de variaţie relativă a perioadei multivibratorului astabil. $\Delta T_{/T}$ în funcţie de tensiunea de alimentare (a) şi pentru variaţia de tensiune $\Delta E_{C/E_C} = 10\%$ (b).

Rezultă că pentru variaţii ale tensiunii de alimentare de 10% se poate obţine o stabilitate de frecvenţă mai bună de 0,1%, pentru $E_C \geqslant 12$ V. La variaţia alimentării în domeniul 6...24 V, variaţia de frecvenţă este $\approx 1{,}5\%$.

Stabilitatea la variaţia temperaturii

Mai complicată este problema realizării unei stabilităţi de acest ordin de mărime atunci cînd temperatura variază în limite largi (de exemplu între −20° şi +60°).

Lucrînd cu rezistenţe de calitate (de exemplu bobinate cu manganin, cu $|T_{KR}| < 40 \cdot 10^{-6}/°C$ şi condensatoare stiroflex ($|T_{KC}| < 80 \cdot 10^{-6}/°C$) primii doi termeni din expresia (8) pot fi făcuţi suficient de mici $\Delta R_{/R} + \Delta C_{/C} < 1\%$ (pentru domeniul de temperaturi specificat mai sus). Pentru stabilităţi mai bune, aceste elemente pasive pot fi alese cu coeficienţi de temperatură contrarii, astfel încît să se compenseze.

Astfel variaţia duratei este dată în esenţă de

$$\Delta T_{/T_{E_C = \text{const.}}} = -\frac{\Delta (U_U + U_i)}{2\,(\ln 2)\,E_C}. \qquad (10)$$

$$R,\ C = \text{const.}$$

În figura 4 se dau curbele de temperatură ale tensiunilor U_{BE0}, U_{CE0}, U^{*}_{BE} şi curen-

tului I_{C0}, măsurate pentru tranzistoare de tipul EFT122. Tensiunea U_{BE0} are o variaţie aproape liniară cu o pantă de -2mV/°C, tensiunea U^*_{BE} variază asemănător cu U_{BE0} iar U_{CE0}

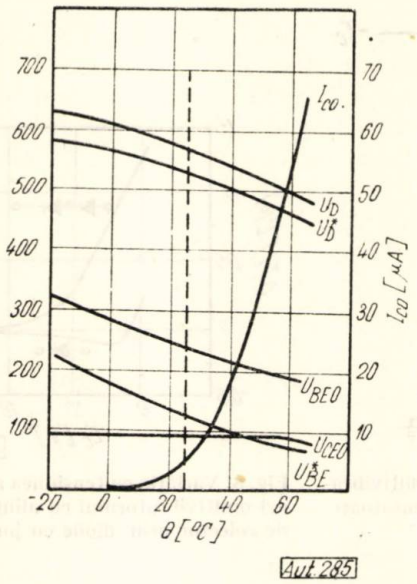


Fig. 4. Variaţia cu temperatura a tensiunilor U_{CE0}, U_{BE0}, U^*_{BE} şi curentului I_{C0} la tranzistoare EFT 122 şi a tensiunilor U_D, U^*_D la diode cu siliciu.

este aproape constantă. Curentul I_{C0} are o variaţie exponenţială dublîndu-se aproximativ, la fiecare 9°C. Toate aceste rezultate, corespund cu datele teoretice.

Pentru schema din figura 1 alimentată la $E_C = 12$ V, rezultă pentru domeniul de temperaturi $-20°\ldots+60°$, $\Delta U_U = (-10-130+ +2\cdot140)\,\text{mV} = 140\,\text{mV}$, $\Delta U_i = 15{,}8\cdot55 = 870\,\text{mV}$ şi $\Delta T_{/T_{R,C,E_C=\text{const.}}} = -\frac{1.01}{1{,}38\cdot12} = -6{,}2\%$, valoarea corespunzătoare măsurătorilor experimentale.

Stabilizarea cu diode cu siliciu

Se remarcă, că la variaţia temperaturii principalul factor destabilizator este trecerea curentului I_{C0} prin rezistenţa R. O schemă care elimină acest factor prezentînd astfel o îmbunătăţire substanţială a stabilităţii de frecvenţă este dată în figura 5. Aici, diodele cu siliciu (cu un curent invers cu două ordine de mărime mai mic decît al tranzistoarelor cu germaniu) blochează practic curentul I_{C0}. La această schemă apare necesitatea unei polarizări care să menţină un tranzistor efectiv blocat.

Tensiunea $U_i = R_C I_{C0}$ devine la 25°C, practic neglijabilă, iar variaţia ei se reduce pentru acelaşi interval de temperaturi $\Delta U_i = = 0{,}8\cdot55 = 44$ mV. Tensiunea U_U se modifică şi ea :

$$U'_U = U_{CE0} + U_{BE0} + U_D - 2(U^*_{BE} + U^*_D). \quad (11)$$

în care U_D este tensiunea directă pe diodă în timpul conducţiei iar U^*_D tensiunea pe diodă în momentul basculării schemei. Variaţia lui U_D (fig. 4) este asemănătoare cu cea a lui U_{BE0}. Variaţia lui U^*_D ridicată experimental este de asemenea reprezentată în figura 4. Pe baza relaţiei (10) şi curbelor ridicate, în aceleaşi condiţii ca în paragraful precedent, se obţine $\Delta T_{/T} = 1{,}7\%$ deci o stabilitate de 3,5 ori mai bună decît la schema fără stabilizare.

În figura 6 s-a trasat curba de variaţie $\Delta T_{/T}$ pentru schema din figura 5. Curba a fost calculată pe baza relaţiei (10) a curbelor din figura 4, luînd în consideraţie şi variaţiile rezistenţelor R şi condensatoarelor C ($\Delta R_{/R} + + \Delta C_{/C} \approx 100\cdot10^{-6}$/°C). În figură sînt date şi punctele experimentale pentru aceeaşi schemă (R — bobinată manganin, C — stiroflex). Variaţia totală în intervalul dat, este : $\Delta T_{/T} \approx 2{,}5\%$.

La această schemă, datorită creşterii sumei $U_U + U_i$ şi inversării semnului ei (-400 mV faţă de $+154$ mV la schema iniţială), stabilitatea de tensiune se înrăutăţeşte de 2,5 ori, iar variaţiile sînt de sens contrar (la creşterea tensiunii perioada scade).

Instabilitatea globală obţinută la această schemă, pentru domeniul $\theta = -20°\ldots+60°$C şi $E_C = 9\ldots15$ V, este de $\approx \pm 1{,}75\%$.

Stabilizarea prin alimentare de colector compensator

O îmbunătăţire în continuare a stabilizării se poate obţine prin reducerea tensiunilor U_U şi ΔU_U. La schema din figura 5 ΔU_U are o variaţie de aproximativ -4 mV/°C (tensiunea pe două joncţiuni). Schema de stabilizare elaborată şi experimentată se bazează pe o compensare a acestei variaţii prin alimentarea re-

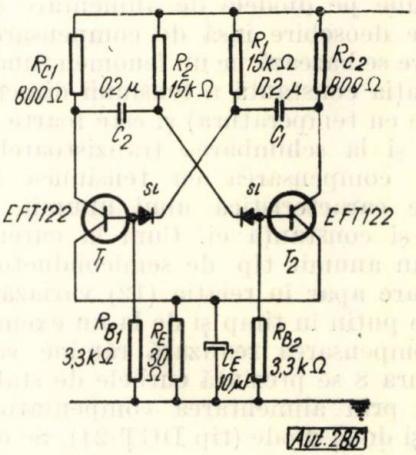


Fig. 5. Schemă de stabilizare a multivibratorului astabil cu diode cu siliciu.

zistenţelor de colector a tranzistoarelor prin două joncţiuni în serie (fig. 7). Într-adevăr, dacă căderea de tensiune pe o diodă la curentul

nominal de colector este U_d, atunci în relaţiile (2), (3), (4) E_C devine $E'_C = E_C - 2U_d$ iar (11) devine:

$$U''_U = U_{CE0} + U_{BE0} + U_D + 2U_d - 2(U^*_{BE} + U^*_D). \quad (12)$$

Instabilitatea globală a acestei scheme pentru domeniul $\theta = -20° \ldots +60°C$, $E_C = 9 \ldots 15$ V şi schimbarea tranzistoarelor a rezultat de aproximativ $\pm 1{,}25\%$.

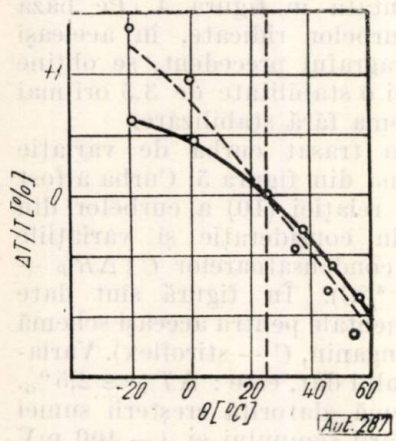


Fig. 6. Variaţia relativă a perioadei cu temperatura pentru schema din figura 5 (linie întreruptă) şi pentru schema din figura 7 (linie continuă).

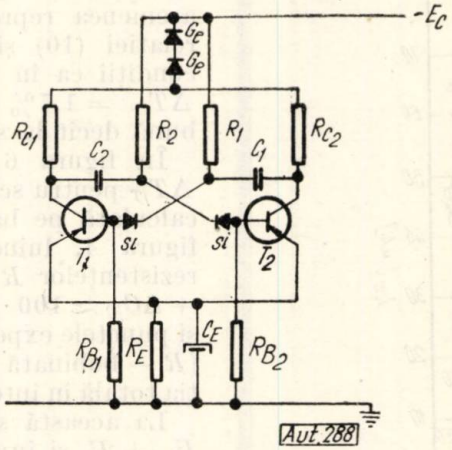


Fig. 7. Schema de stabilizare a multivibratorului astabil cu alimentare compensatoare.

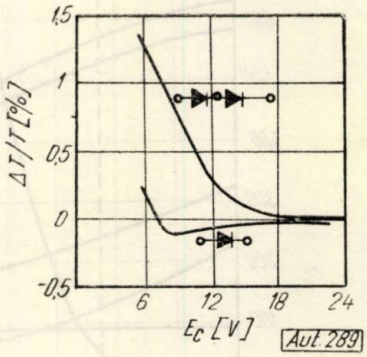


Fig. 8. Variaţia cu tensiunea a perioadei multivibratorului cu alimentarea de colector prin diode cu joncţiune.

Teoretic, această tensiune este deplin compensată din punct de vedere termic. Practic, din cauza diferenţelor coeficienţilor de variaţie cu temperatura şi a altor factori pînă acum neglijabili, compensarea de temperatură nu este completă, dar instabilitatea în acelaşi domeniu scade de circa două ori. În figura 6 se dă curba de instabilitate cu temperatura pentru schema din figura 7 cu aceleaşi valori de piese ca în figura 5.

Schema prezentată în figura 7 realizează şi o compensare la variaţia tensiunii. Tensiunea U'_U (care la schema din figura 5 are valoarea ≈ -400 mV) poate fi compensată prin căderea de tensiune pe diodele de alimentare (relaţia 12). Spre deosebire însă de compensarea termică, care se bazează pe un fenomen fundamental (variaţia constantă a tensiunii directe pe o joncţiune cu temperatura) şi este foarte stabilă în timp şi la schimbarea tranzistoarelor sau diodelor, compensarea cu tensiunea se bazează pe caracteristica unui anumit tip de element şi constanţa ei. Cum la curent dat, pentru un anumit tip de semiconductor, tensiunile care apar în relaţia (12) variază totuşi destul de puţin în timp şi de la un exemplar la altul, compensarea realizată rămîne valabilă.

În figura 8 se prezintă curbele de stabilitate obţinute prin alimentarea compensatoare cu o diodă şi două diode (tip DGŢ-24). Se observă excelenta comportare a compensării cu o diodă cu germaniu (instabilitate în domeniul 7—24 V mai mică de 0,1%).

La schimbarea tranzistoarelor (diverse exemplare EFT 122 şi EFT 123) şi diodelor cu germaniu, variaţia frecvenţei a fost sub 0,1%.

Concluzii

Pentru schemele complexe de impulsuri, ca generatoare de sincronizare de frecvenţă stabilă, se pot folosi multivibratoare cu tranzistoare realizate după scheme relativ simple. Acestea prezintă o bună stabilitate de frecvenţă atît la variaţia temperaturii şi tensiunii în limite largi cît şi la schimbarea tranzistoarelor şi în timp.

*

Studiul prezentat a fost efectuat la ICET în cadrul unui sistem de telecomandă în cod de impulsuri elaborat de colectivul condus de ing. M. Duma şi ing. M. Sîrbu.

Bibliografie

[1] ROZNER, F.: *Transistor multivibrator circuit.* Electronic Engineering, 29 (1957), 255 (sept.), p. 455.

[2] JACKETS, A. E.: *A method for sharpening the output waveform of junction transistor multivibrator circuits.* Electronic Engineering, 30 (1958), 364 (iun.), p. 371.

[3] LEECE, N. L.: *Multivibrator circuits.* Electronic Engineering, 30 (1958), 368 (oct.), p. 615.

[4] KONSTANTINOVSKI, A. G., CERVETOV, V. V.: *O stabilizaţii multivibratorov na poluprovodnikovîh triodah.* Izvestia Vuzov SSSR, Radiotehnika, nr. 5, 1958, p. 544—550.

[5] DORONKIN, E. F.: *Temperaturnaia stabilizaţia vremennîh parametrov impulsov piluprovodnikovîh multivibratorov.* Izvestia Vuzov SSSR, Radiotehnika, nr. 6, 1959, p. 672—679.

C. EVGHENIDE, I. IACOB,
A. IONĂŞCUŢ şi S. SOCOL

17539/63
Leforditva

Aparat de măsură continuă a greutăţii specifice la ţiţeiuri şi produse petrolifere vehiculate pe conducte

Numeroasele aparate clasice de măsură a densităţii sau greutăţii specifice a lichidelor se împart în trei grupe importante şi anume :

— aparate pe bază de cîntărire ;
— aparate pe bază hidrostatică ;
— aparate pe baza flotabilităţii.

Aparatele pe bază de cîntărire determină greutatea unui volum definit de lichid. Ele se aseamănă principial cu picnometrele. De cele mai multe ori un vas cu un anumit volum este atîrnat la o balanţă. Deoarece se renunţă la compararea cu un lichid etalon, este necesar a se face compensarea de temperatură sau a se termostata aparatul.

Metoda permite măsurarea în flux continuu a lichidelor.

Aparatele hidrostatice de măsură lucrează pe următorul principiu : în două puncte plasate la înălţimi diferite într-un vas ce conţine lichidul de măsurat, se introduce aer sau azot şi se măsoară diferenţa de presiune rezultată în aceste puncte. Metoda permite transmiterea comodă a măsurătorii cu ajutorul unui manometru diferenţial de mare precizie. Condiţia unei bune măsurări este introducerea continuă sub formă de bule, a gazului.

Aparatele pe baza flotabilităţii sînt cele mai întrebuinţate, atunci cînd este vorba de măsurători statice sau în flux lent. Ele au la bază principiul lui Arhimede şi se deosebesc două cazuri complet diferite. Metoda cea mai simplă întrebuinţează un plutitor de greutate constantă, a cărei afundare constituie însăşi măsurarea densităţii lichidului. Densitatea lichidului este dată de relaţia :

$$\delta = \frac{m_A}{V_A}$$

în care : m_A este masa plutitorului ;

V_A — volumul părţii de plutire care se afundă în lichid. Măsura nu depinde de acceleraţia gravitaţiei.

Mai avantajoasă pentru măsurarea continuă este cealaltă metodă de măsurare, la care volumul afundat al plutitorului este menţinut constant prin compensarea diferenţelor de afundare cu ajutorul unei forţe ajutătoare. În cea mai simplă formă, această forţă ajutătoare poate fi realizată cu ajutorul unui arc sau al unui al doilea plutitor, care lucrează într-un al doilea vas de umplere constantă şi a cărui poziţie este modificată de plutitorul principal.

Un sistem simplu de compensare a temperaturii la aparatele cu plutitor constă în măsurarea concomitentă de comparare a unui lichid de referinţă aflat la aceeaşi temperatură.

La măsurarea în flux continuu a greutăţii specifice a ţiţeiului şi produselor petrolifere, dintre cele mai utilizate sînt aparatele din prima categorie : prin cîntărire. În cele ce urmează vom descrie şi vom arăta modul de funcţionare a aparatului AGS—1, elaborat, construit şi experimentat în laboratorul de automatizare al ICFE—Cîmpina.

Aparatul AGS—1 este destinat măsurătorilor industriale ale greutăţii specifice a ţiţeiurilor şi produselor petrolifere în scopul separării zonelor de contaminare la pompajul succesiv. Scara de măsură a aparatului este cuprinsă în limitele 0,8—1,0 kgf/dm³ pentru diverse sorturi de ţiţei (cu diferite grade de impurităţi) şi 0,65—1,0 kgf/dm³ în cazul produselor petrolifere. Pentru o bună separare a diverselor sorturi controlate, aparatul trebuie să aibă o clasă de precizie de cel puţin 2,5, ceea ce necesită o construcţie foarte îngrijită a părţii mecanice.

Principiul de funcţionare a aparatului

Principiul de funcţionare a aparatului AGS-1 (fig. 1) este următorul : printr-o conductă de diametru mic *1* se trece continuu sau la dorinţă în vasul *2* o mică parte din lichidul pompat pe conducta de transport. În vasul *2* lichidul este eliberat de bulele de aer sau gaze şi adus la presiunea atmosferică. De aici lichidul trece printr-un tub spiral *3* de volum fix, suspendat prin axul *4* la o pîrghie de cîntărire *5*, contrabalansată cu un vas *6* încărcat cu alice sau cu mercur. Pîrghia este susţinută de punctul de sprijin central *7*. După ce trece prin tubul spiral *3*, lichidul se urcă prin tubul terminal *8* şi datorită diferenţei de nivel se varsă în vasul pentru scurgere *9*, de unde este evacuat periodic prin pompare, fie înapoi în conducta de transport, fie în rezervoare speciale de lichid contaminat.

Forma ascendentă a tubului terminal *8* asigură menţinerea plină a tubului spiral *3*. În vasul *2* nivelul este menţinut constant prin conducta de preaplin *10*, care conduce surplusul

de lichid în vasul *9*. Lichidul din vasul *2* este menţinut la o temperatură constantă fie prin circulaţia aburului, fie printr-un element electrotermic.

Interiorul cofretului în care se află montată aparatura de cîntărire şi cea electronică, este

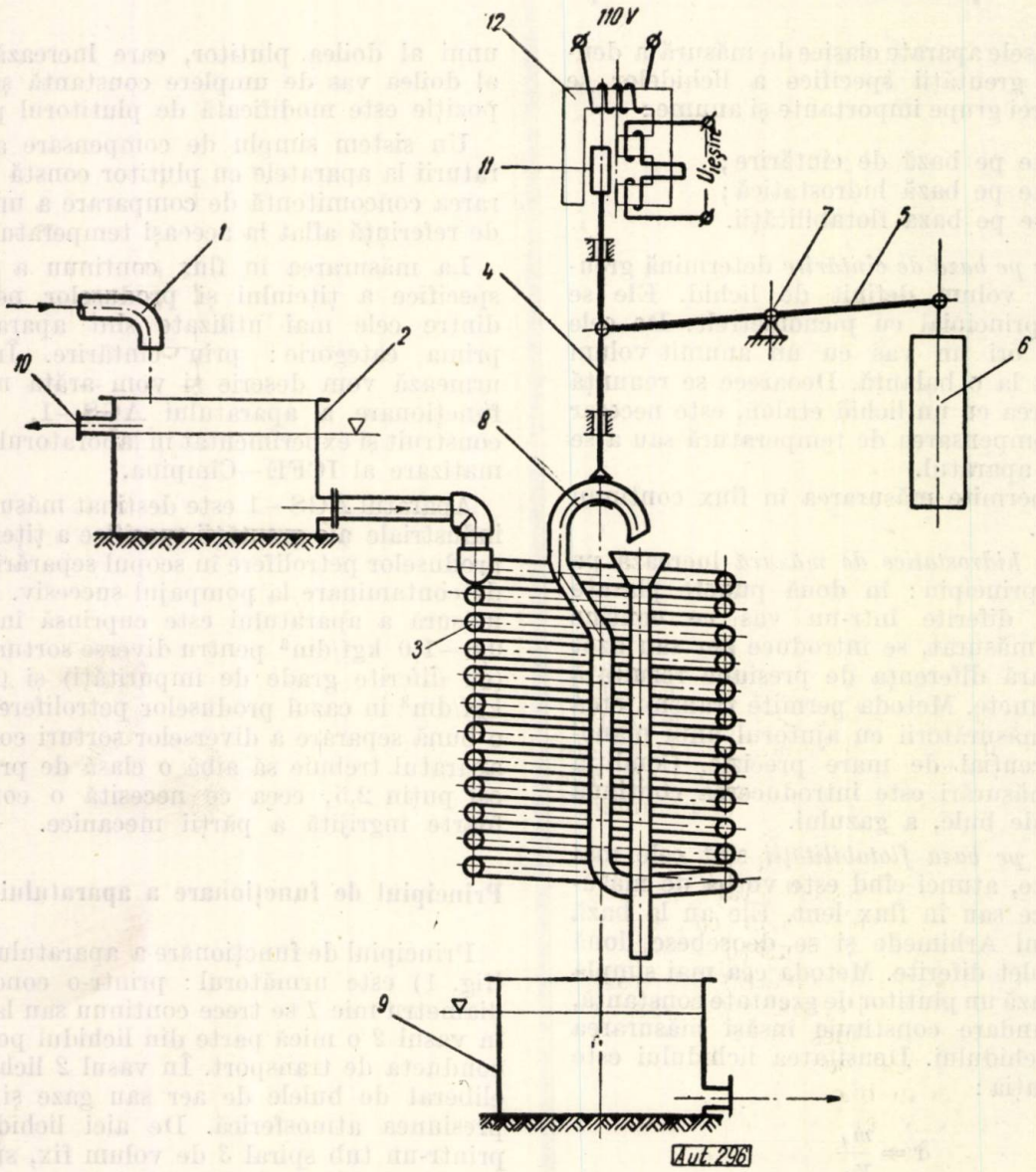


Fig. 1. Schema de principiu a aparatului AGS—1.

necesar a fi încălzit la o temperatură constantă, de astădată numai printr-un element electrotermic autoreglabil, întrucît aburul ar conduce la dereglarea şi deteriorarea sistemului de măsură.

Menţinerea circuitului de lichid la o temperatură constantă de 35 — 45°C asigură o uşoară circulaţie a lichidului chiar în cazul unei viscozităţi ridicate a ţiţeiului sau produsului pompat.

Datorită variaţiei greutăţii specifice, greutatea tubului spiral plin cu lichid variază, lungimea spiralei se modifică şi conduce la o oscilaţie sus-jos a tijei *4*, respectiv la schimbarea poziţiei relative a armăturii mobile *11* din traductorul *12*.

Contrabalansarea sistemului mecanic se face în scopul reglajului punctului de zero.

Aparatul AGS este în principiu un traductor cu transformare intermediară. Aşa cum s-a arătat mai înainte determinarea greutăţii specifice a lichidului se face prin cîntărirea unei cantităţi determinate a acestuia. Pentru această cîntărire se foloseşte un sistem bazat pe principiul dinamometrului cu arc. Deplasările capului liber al arcului, care sînt dependente de greutatea specifică a lichidului respectiv, se aplică celei de a doua trepte a dispozitivului care este un traductor electric de deplasări mecanice. Mărimea electrică rezultată este aplicată unui

element local de afişare sau este transmisă la distanţă în vederea telecontrolului.

Avînd în vedere pe de o parte simplitatea aparatului, iar pe de altă parte sensibilitatea lui, cea de a doua treaptă trebuie concepută în concordanţă cu aceste caracteristici.

Din considerentele arătate a rezultat că pentru transformarea deplasării mecanice într-o mărime electrică, cel mai indicat este să se folosească un traductor de inducţie (care lucrează pe principiul transformatorului) a cărui alimentare să se facă cu o tensiune de frecvenţa reţelei.

La traductoarele de inducţie, pentru măsura deplasărilor mecanice prin variaţia lungimii întrefierului, impedanţa bobinajului este dată de relaţia :

$$\overline{Z} = R + j\omega \frac{N^2}{\overline{Z}_{Mf} + \frac{\delta}{\mu \cdot S}}$$

în care :

R este rezistenţa bobinei în curent continuu ;
N — numărul de spire al bobinei ;
$\overline{Z}_{Mf}$ — reluctanţa părţii de fier a circuitului magnetic ;
δ — lungimea întrefierului ;
S — suprafaţa secţiunii transversale a întrefierului.

Din cauză că între $\overline{Z}$ şi δ există o relaţie hiperbolică, porţiunea de funcţionare a acestui traductor care poate fi considerată liniară este practic limitată. Chiar adaptarea unui traductor diferenţial de inducţie cu variaţia lungimii întrefierului este dificilă.

S-a arătat care au fost consideraţiile care au impus necesitatea unei sensibilităţi ridicate a primei părţi a aparatului. Din cauză că în domeniul de variaţie a greutăţii specifice a lichidului de controlat, deplasarea mecanică obţinută este de 6,7 mm, pentru traductorul deplasare-tensiune s-a ales soluţia traductor de inducţie diferenţial cu deplasare longitudinală a armăturii mobile.

Modul constructiv al celor două variante ale traductorului realizat, este prezentat în figura 2.

La varianta din figura 2, *a*, circuitul magnetic este de tip clasic ; bobinajul prezintă în plus înfăşurarea n_4 a cărei utilitate va fi arătată în cele ce urmează. Iniţial, bobinajul secundar cuprindea numai înfăşurările n_2 şi n_3, dar experimentele de laborator au arătat o pronunţată neliniaritate a caracteristicii $U - d$ în porţiunea tensiunilor mici (fig. 3).

Utilizarea traductorului ca atare numai pe porţiunea liniară a caracteristicii de funcţionare, ar fi condus la o folosire neraţională a scării aparatului de afişare şi implicit la scăderea preciziei de măsură.

Soluţia cea mai avantajoasă a fost considerată deplasarea caracteristicii prin conectarea în serie cu înfăşurările secundare active (n_2 şi n_3) a înfăşurării secundare pasive n_4. Noua caracteristică de funcţionare este prezentată în figura 4.

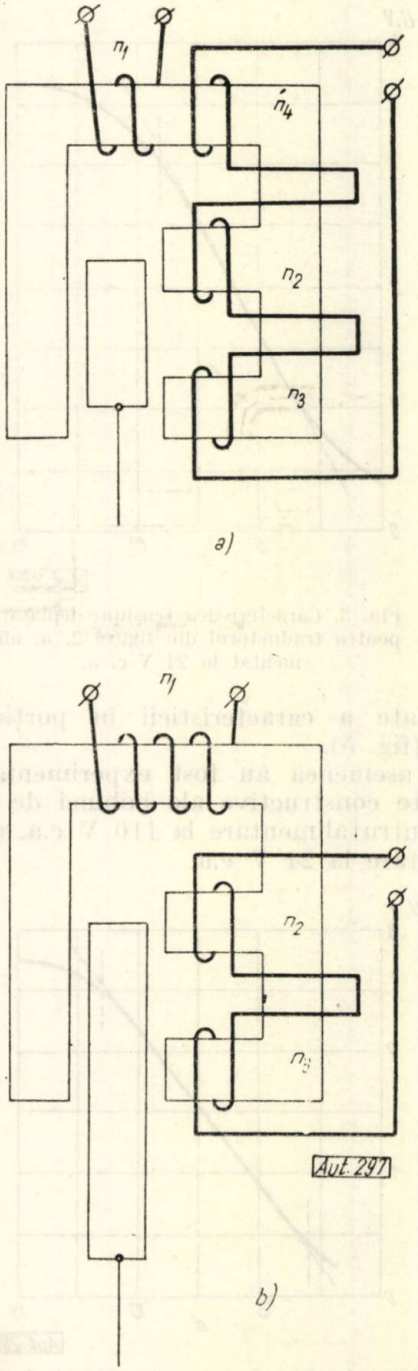


Fig. 2. Variantele constructive ale traductoarelor electrice :
a — varianta traductorului alimentat la 24 V c.a. ;
b — varianta traductorului alimentat la 110 V c.a. ;
$n_1 \div n_4$ — înfăşurările traductoarelor.

Întrefierul, de o parte şi de alta a armăturii mobile este de 1,5 mm, ghidarea acestuia făcîndu-se cu două plăcuţe de preşpan.

În a doua variantă constructivă (fig. 2, *b*) armătura mobilă este mai lungă, astfel că fluxul în bobina n_3 este practic constant. Şi acest traductor a dat satisfacţie, realizîndu-se o bună

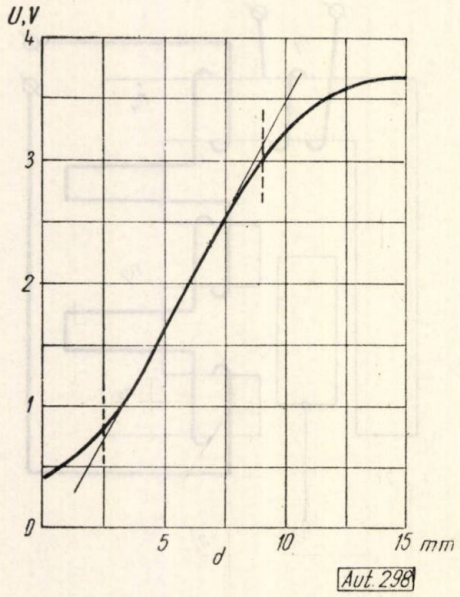


Fig. 3. Caracteristica tensiune-deplasare pentru traductorul din figura 2, *a*, alimentat la 24 V c. a.

liniaritate a caracteristicii în porţiunea de lucru (fig. 5).

De asemenea au fost experimentate două variante constructive ale bobinei de excitaţie n_1: pentru alimentare la 110 V c.a. şi pentru alimentare la 24 V c.a.

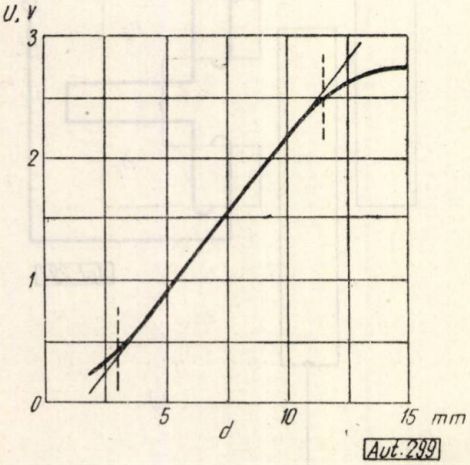


Fig. 4. Caracteristica tensiune-deplasare pentru traductorul din figura 2, *a*, cu înfăşurarea n_4 conectată.

La stabilirea forţei magnetomotoare s-a avut în vedere obţinerea unei puteri apreciabile la ieşire în vederea transmisiei la distanţă şi s-a neglijat complet forţa electromecanică de atragere a armăturii spre miez. Aceasta pentru că părţile mobile ale aparatului depăşesc în greutate de cîteva zeci de ori această forţă.

Sensibilitatea şi stabilitatea de funcţionare a traductorului este asigurată de faptul că,

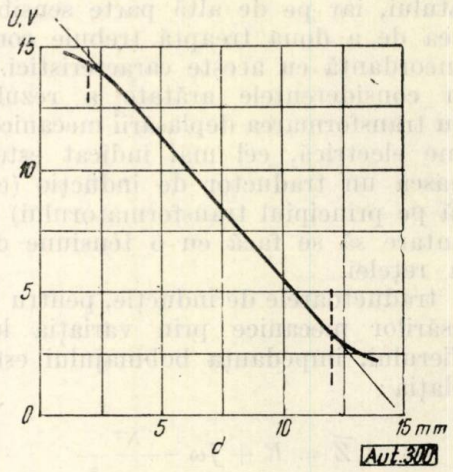


Fig. 5. Caracteristica tensiune deplasare pentru traductorul din figura 2, *b*, alimentat la 110 V c. a.

curentul în înfăşurarea primară variază în limite foarte mici cu deplasarea armăturii mobile.

Construcţia traductorului electric

La reglarea constructivă a traductorului electric a fost necesar să se adopte soluţii care să reducă la minimum puterea necesară a semnalului de intrare. Pentru aceasta s-au luat măsuri pentru a se obţine frecări minime ale armăturii mobile. În acest scop traductorul are realizat sistemul de fixare în cutie aşa ca să poată fi centrat pe direcţia de deplasare a miezului magnetic.

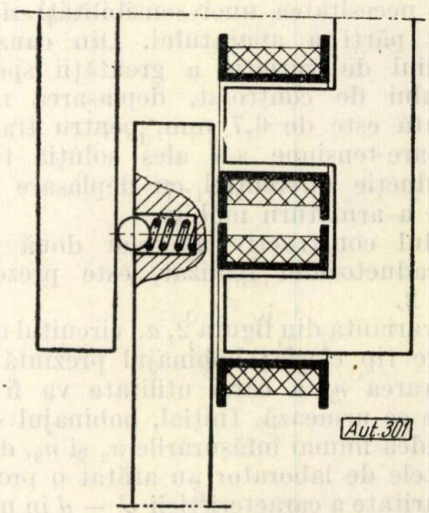


Fig. 6. Schema modului de asigurare a poziţiei corecte a miezului mobil.

Asigurarea unei poziţii corecte a miezului se face cu dispozitive realizate în două variante ce urmează să fie experimentate în paralel.

Prima variantă (fig. 6) prevede presarea armăturii mobile de unul din pereţii canalului în care aceasta culisează. Presarea se realizează cu o bilă împinsă de un arc, ambele conţinute de un spaţiu gol prevăzut în mod special în armătura mobilă. Peretele pe care este presată armătura este din pertinax (carcasele bobinajelor secundare), ceea ce face ca frecările să fie mici.

A doua variantă prevede ghidarea armăturii mobile între două plăcuţe de pertinax, care au şi rolul de a menţine constant întrefierul.

Miezul traductorului (indiferent de varianta constructivă) a fost realizat din tole de tablă silicioasă de transformator.

Bobinajele s-au realizat pe carcase de pertinax cu sîrmă Cu Em. Datele caracteristice ale bobinajelor sînt următoarele:

1. Pentru varianta din figura 2, *a*, cu alimentare la 24 V c.a.

$n_1 =$ 400 spire ∅ 0,20
$n_2 =$ 1 000 spire ∅ 0,13
$n_3 =$ 1 000 spire ∅ 0,13
$n_4 =$ 63 spire ∅ 0,13

2. Pentru varianta din figura 2, *b*, cu alimentare la 110 V c.a.

$n_1 =$ 4 000 spire ∅ 0,13
$n_2 =$ 2 000 spire ∅ 0,13
$n_3 =$ 1 000 spire ∅ 0,13

Punerea la zero a aparatului se face prin contrabalansare cu greutăţi; aceasta însă nu poate fi făcută pentru orice poziţie a traductorului electric. Din această cauză, precum şi pentru a putea realiza mici corecţii în funcţie de variaţiile de temperatură de la un anotimp la altul, traductorul are posibilitatea de ajustare a poziţiei sale pe direcţia de deplasare a armăturii mobile.

Rezultatele experimentale de laborator

Verificarea funcţionării aparatului s-a făcut în laborator pentru trei lichide cu greutate specifică cunoscută. Aceste lichide au fost: apă distilată, benzină şi motorină.

Determinările de laborator au fost făcute în regim static de funcţionare (lichidul nu curge), avînd în vedere că aparatul va lucra în regim de curgere lentă.

Încercarea cu fiecare lichid s-a făcut separat şi nu prin dislocuire, după fiecare măsurare golindu-se complet serpentina.

Experimentările de laborator au avut ca scop etalonarea aparatului precum şi determinarea sensibilităţii lui şi a reproductibilităţii rezultatelor măsurătorilor.

Sistemul mecanic al aparatului a fost echilibrat cu serpentina umplută cu apă. Traductorul electric folosit a fost cel din varianta prezentată în figura 2, *b* cu bobina de excitaţie alimentată la 110 V.

Rezultatele obţinute au fost următoarele:

— apă distilată $\gamma = 1{,}00$ kg/dm³ 3,3 V
— motorină $\gamma = 0{,}86$ kg/dm³ 8,4 V
— benzină auto $\gamma = 0{,}76$ kg/dm³ 12,4 V

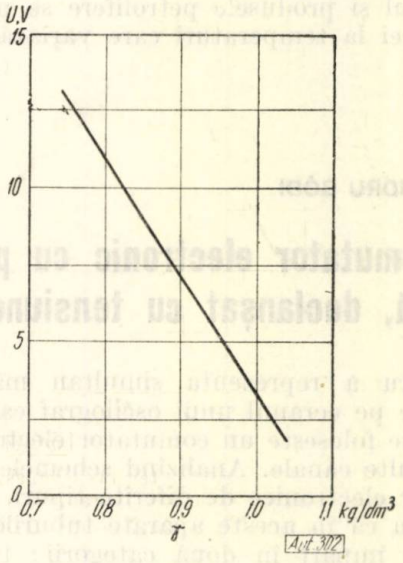
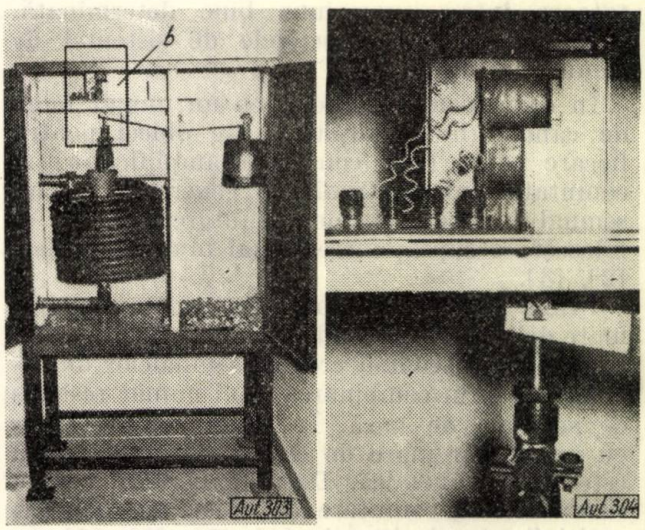


Fig. 7. Diagrama rezultatelor experimentale.

Cu ajutorul lor s-a trasat diagrama din figura 7.

Rezultatele acestea s-au dovedit reproductibile.



a) b)

Fig. 8. Fotografia aparatului AGS-1 construit la ICFE, în diverse poziţii.

Dacă se consideră că aparatul va avea un domeniu de măsură cuprins în limitele 1—0,7 kg/dm³, şi o precizie de ±2,5%, se vor putea

deosebi produse care diferă între ele, din punct de vedere al greutăţii specifice, prin $\Delta\gamma = 0{,}0075$ kg /dm³.

Variaţiile de temperatură influenţează valorile greutăţii specifice a produselor petrolifere cu 0,0007 kg/dm³/1°C. Acesta este un factor de care trebuie să se ţină seama la elaborarea oricărui aparat destinat măsurării proprietăţilor fizice ale ţiţeiului şi derivatelor sale.

Ţiţeiul şi produsele petrolifere se pompează de obicei la temperaturi care variază în limitele 30—50°C. În raport cu o temperatură de referinţă egală cu valoarea medie a domeniului indicat mai sus, respectiv 40°C, greutatea specifică variază cu $\Delta\gamma = \pm 0{,}007$ kg/dm³.

Pentru aparatul de faţă se vede că influenţa variaţiei de temperatură asupra greutăţii specifice a produsului măsurat, se încadrează în limitele sale de precizie. Din această cauză s-a considerat că nu este necesar să se ia vreo măsură în acest sens, cel puţin înainte de primele experimente de şantier.

ALEXANDRU BÓDI

Un comutator electronic cu patru canale de construcţie simplă, declanşat cu tensiunea de baleiaj

Pentru a reprezenta simultan mai multe semnale pe ecranul unui osciloograf catodic, de obicei se foloseşte un comutator electrtronic cu mai multe canale. Analizînd schemele comutatoarelor electronice de diferite tipuri, se poate constata că în aceste aparate tuburile electronice se împart în două categorii: tuburi cu funcţiuni principale, neapărat necesare, şi tuburi cu funcţiuni secundare. Funcţiunile principale ale tuburilor sînt de două feluri: funcţie de comutare (tub comutator-amplificator) şi funcţie pentru generarea semnalelor de comutare (tub generator). Semnalele tuburilor generatoare blochează, respectiv deblochează tuburile comutatoare într-o succesiune bine determinată. Succesiunea aceasta depinde de sistemul de comutaţie folosit.

În cazul comutatoarelor cu un număr mare de canale (de exemplu 4), de obicei pentru fiecare canal (tub comutator-amplificator) al comutatorului electronic se generează fie un semnal independent de comutare [1], fie se foloseşte o suprapunere a mai multor semnale [2], [3].

Prima soluţie înseamnă generarea unui număr mare de semnale individuale de comutare; soluţia a doua înseamnă crearea semnalelor de cocomutare prin combinarea unui număr restrîns de semnale de bază. În cazul comutatorilor cu un număr mare de canale, soluţia a doua este mai economică. Drept generator pentru semnalele de comutare de obicei se foloseşte multivibratorul simetric [4], [5], [6], [7]. În ultimul timp, în locul multivibratorilor s-a răspîndit folosirea circuitelor basculante bistabile, care în majoritatea cazurilor sînt declanşate prin impulsuri care rezultă prin derivarea tensiunii de baleiaj a osciloografului [8], [9], [10]. Deoarece în acest caz comutarea de la un canal la altul se face în timpul cursei inverse a spotului, cînd fasciculul de electroni este blocat de dispozitivul pentru ştergerea întoarcerii spotului, imaginea primită pe ecranul osciloografului este mai clară decît în cazul folosirii multivibratorilor nesincronizaţi. La comutatoarele electronice multicanale, declanşarea prin tensiunea de baleiaj nu a fost încă folosită.

Am construit un comutator electronic cu patru canale, utilizînd un sistem nou de comutaţie. Acest sistem permite folosirea unui număr minim de tuburi cu funcţiuni principale, întrebuinţînd drept semnal de comutare suprapunerea a două tensiuni dreptunghiulare cu frecvenţe diferite, generate de circuite basculante bistabile care sînt declanşate prin tensiunea de baleiaj. Această soluţie este mai economică decît cele cunoscute pînă în prezent.

Schema de principiu

Folosind pentru formarea semnalelor de comutare tensiunile de ieşire — opuse în fază — a două circuite basculante bistabile, se poate realiza un comutator cu patru canale cu patru tuburi comutatoare şi cu două tuburi generatoare. Tensiunea în dinţi de ferăstrău a baleiajului — care are o frecvenţă de repetiţie f — după o diferenţiere declanşează periodic un circuit basculant bistabil (generatorul G_1, fig. 1). Tensiunile anodice ale lui G_1 (U_{G1}, $U_{\acute{G}1}$) sînt tensiuni dreptunghiulare — opuse în fază — şi au o frecvenţă de repetiţie $f/2$. Tensiunea U_{G1} comandă tuburile comutatoare C_1, C_3, iar tensiunea $U_{\acute{G}1}$ comandă tuburile C_2, C_4. Tensiunea U_{G1} serveşte în acelaşi timp la declanşarea generatorului G_2 (identic cu G_1). Tensiunile anodice ale lui G_2 U_{G2}, $U_{\acute{G}2}$) sînt tensiuni dreptunghiulare — opuse în fază — şi au o frecvenţă de repetiţie $f/4$. Tensiunea U_{G2}

comandă tuburile comutatoare C_1, C_2, iar tensiunea U'_{G2} comandă tuburile C_3, C_4. Fiecare tub comutator primește pe grile cele două tensiuni de comutare și semnalul care urmează să

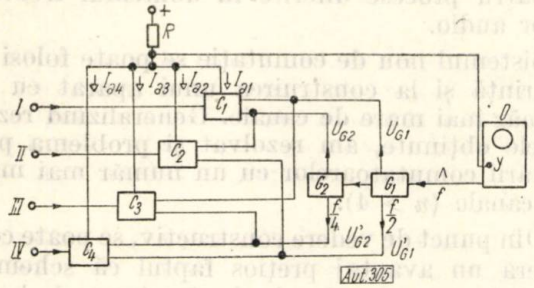


Fig. 1. Schema de principiu a comutatorului electronic cu patru canale:

G_1, G_2 – circuite basculante bistabile; C_1, C_2, C_3, C_4 etaje comutator-amplificator; *I*, *II*, *III*, *IV* – intrări pentru cele patru canale; *0* – oscilograf catodic; I_{a1}, I_{a2}, I_{a3}, I_{a4} – curenți anodici ai tuburilor comutatoare.

fie studiat. În urma acțiunii tensiunilor de comutare (fig. 2), tuburile comutatoare conduc consecutiv pentru un interval de timp de $t = 1/f$. Tensiunile studiate, – aplicate celor patru intrări ale comutatorului – apar alternativ și

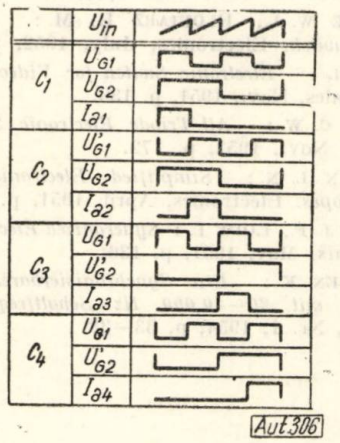


Fig. 2. Variația tensiunilor (U_{G1}, U'_{G1}, U_{G2}, U'_{G2}) și a curenților anodici (I_{a1}, I_{a2}, I_{a3}, I_{a4}) ai tuburilor comutatoare (C_1, C_2, C_3, C_4) în timpul unei perioade de comutație.

amplificat pe rezistența de sarcină anodică R, comună celor patru tuburi comutatoare. De pe rezistența R, semnalul se aplică la intrarea oscilografului catodic.

Construcția aparatului

Ne mărginim la prezentarea părților principale ale aparatului. Primul generator (C_1) pentru semnalele de comutare este tubul T_1, o triodă dublă care face parte dintr-un circuit basculant bistabil. Acest circuit este declanșat pe catod cu impulsurile obținute prin diferențierea tensiunii de baleiaj (fig. 3). Frecvența de repetiție a impulsurilor este f. Tensiunile anodice U_{G1}, U'_{G1} sînt aplicate prin divizare de tensiune pe grilele ecran ale tuburilor comutatoare C_1, C_3 respectiv C_2, C_4. În același timp

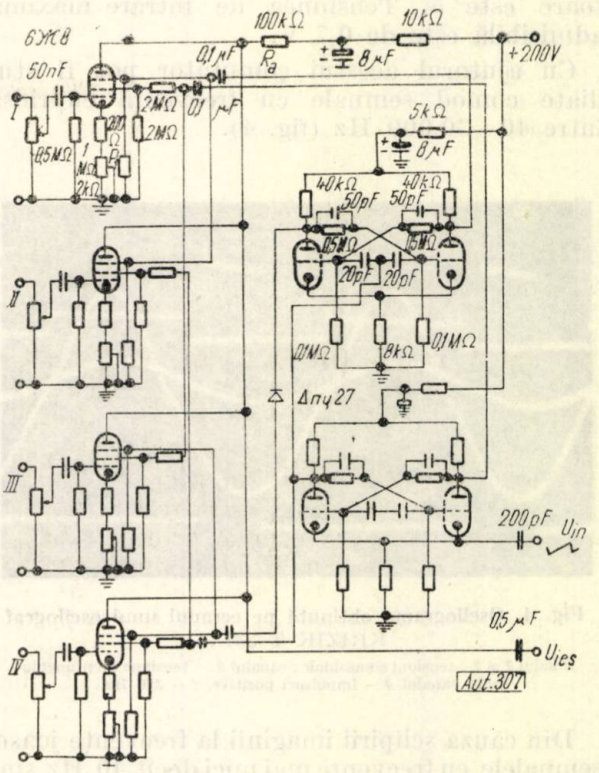


Fig. 3. Schema detaliată a comutatorului electronic cu 4 canale.

tensiunea U_{G1} după o diferențiere și redresare se folosește ca semnal declanșator pentru tubul generator T_2. Tensiunile anodice dreptunghiulare (U_{G2}, U'_{G2}) ale tubului T_2 – al cărui montaj este identic cu montajul tubului T_1 –, sînt aplicate pe grilele supresoare ale tuburilor comutatoare C_1, C_2 respectiv C_3, C_4. Fiecare din cele patru tuburi comutatoare conduce numai atunci cînd cele două semnale de comutare aplicate pe grilele ecran și supresor, au simultan alternanțele pozitive. În acele intervale de timp cînd numai unul din cele două semnale are o alternanță pozitivă, tubul comutator-amplificator rămîne blocat. Construcția celor patru etaje de comutare-amplificare este identică. Semnalele studiate se aplică – prin patru potențiometre – pe grilele de comandă ale tuburilor C_1, C_2, C_3 și C_4. Tensiunea de negativare (nivelul de zero al imaginilor pe ecran) se poate regla cu un alt potențiometru (P_1).

Performanțele obținute

Măsurătorile au arătat că pentru declanșarea tubului T_1 în domeniul de frecvență 30 – 10 000 Hz este necesară o tensiune în dinți de

ferăstrău de aproximativ 140 V, de la vîrf la vîrf. În acest caz aparatul funcţionează normal cu o tensiune de alimentare cuprinsă între 150—240 V c. c.

Factorul de amplificare a canalelor comutatoare este 5. Tensiunea de intrare maximă admisibilă este de 0,7 V.

Cu ajutorul acestui comutator pot fi studiate comod semnale cu frecvenţă cuprinsă între 40—30 000 Hz (fig. 4).

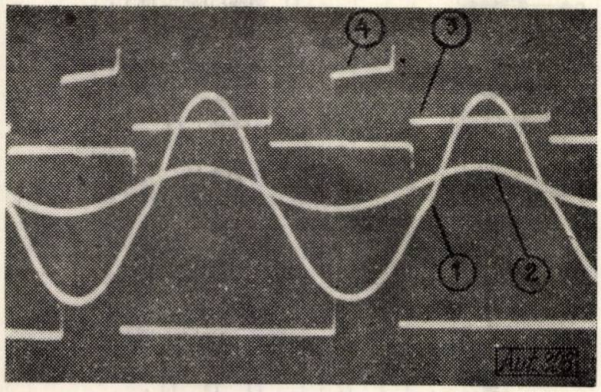


Fig. 4. Oscilograma obţinută pe ecranul unui osciloscop KRIZIK T 531 :
canalul *1* şi *2* – tensiuni sinusoidale ; canalul *3* – tensiune dreptunghiulară ; canalul *4* – impulsuri pozitive, $f = 320$ Hz.

Din cauza sclipirii imaginii la frecvenţe joase, semnalele cu frecvenţe mai mici decît 40 Hz sînt greu observabile.

Concluzii

Folosind un sistem nou de comutare, aparatul propriu-zis constă dintr-un număr minim [6] de tuburi. Principiul de funcţionare elaborat continuă logic principiul folosit la comutatoare electronice cu două canale.

Aparatul construit se poate folosi în domeniul măsurătorilor electrice, electronice, mai ales la studiul cvadripolilor şi la controlul simultan a patru procese diferite în domeniul frecvenţelor audio.

Sistemul nou de comutaţie se poate folosi cu uşurinţă şi la construirea unui aparat cu un număr mai mare de canale. Generalizînd rezultatele obţinute, am rezolvat şi problema proiectării comutatoarelor cu un număr mai mare de canale ($n > 4$).

Din punct de vedere constructiv, se poate considera un avantaj preţios faptul că schemele celor 6 etaje se reduc la două scheme de bază.

Bibliografie

[1] ABRAMSON I. S. : *Sovremennii catodnii ostilograf*, vol. III. Izd. In. Lit. Moscova, 1954, p. 174.

[2] ABACHIANT A. : *Cetirehcanalnii electronnii comutator*. Radio, 2, 1959, p. 42—44.

[3] ALPERT N., LUONGO I., WIENER W. : 32 *Channel High-Speed Commutator*. Electronics, Nov., 1950, p. 94—97.

[4] NICOLAU E. : *Măsurări în radiotehnică*, vol. I, Ed. Energetică de Stat, Bucureşti, 1955, p. 129—132.

[5] FIRESTONE W. L., BLONIARZ R. M. : *Nondistorting CRO Switch*. Electronics, July, 1952, p. 139—141.

[6] PRICE R. L. : *Electronic Switch for Video Frequencies*. Electronics, Nov., 1951, p. 136.

[7] SPINDLER C. W. : *All-Triode Electronic Switch*, Electronics, Nov., 1952, p. 172.

[8] VAN ALLEN L. N. : *Simplified Electronic Switch for Osciloscopes*. Electronics, April, 1951, p. 136.

[9] DUNDOVIC J. F., LODE T. : *Syncronized Electronic Switch*. *Electronis*, May, 1951, p. 136.

[10] JOHANNSEN K. : *Ein Synchronisierbarer Electronenschalter mit 20—30 000 Hz Schaltfrequenz*. Radio Mentor, Nr. 1, 1954, p. 33—38.

SERGIU DUMITRESCU şi IZU HALPERN

F.a 1319/63
LEFORDITVA

Dispozitiv de carotaj spectrografic cu fotomultiplicator electronic

Folosirea metodelor fizicii nucleare în cercetarea stratelor străbătute de găurile de sondă, în vederea găsirii de noi zăcăminte de petrol, cărbune sau gaze, capătă în ultimii ani o utilizare tot mai largă.

Față de metodele de cercetare radioactive ca : metoda radioactivității, gamma naturale, metoda radiației gamma secundare sau metoda neutron-gamma, metoda neutron-neutron și gamma-gamma utilizate pînă în prezent, în practica șantierelor noastre petrolifere, metoda carotajului spectrografic constă în studiul compoziției stratelor investigate prin găuri de sondă, pe baza analizei spectrului radiației gamma-naturale, sau provocate prin bombardament de neutroni.

Energia radiației gamma se măsoară cu ajutorul unor scheme speciale utilizate în spectroscopia nucleului atomic ca : contori de scintilație, scheme de coincidență sau indicatori cu sensibilitate spectrală.

Metoda carotajului spectrografic permite evaluarea compoziției chimice a stratelor investigate și în special rezolvarea unei probleme deosebit de importante : determinarea limitei apă-țiței.

Stratele producătoare de apă, conținînd o cantitate relativ mare de ioni de clor, produc radiații gamma de energii mai mari decît stratele productive purtătoare de petro—lașa încît radiația gamma ce apare prin captura neutronilor lenți de către nucleul de clor atinge 8,5 MeV, în timp ce la captura neutronilor lenți de către hidrogen apar radiații gamma cu energii de numai 2,23 MeV.

Ținînd seamă de condițiile de lucru din găurile de sondă, precum și de posibilitățile oferite de metodele spectrale mai sus indicate, s-a utilizat drept detector al radiației gamma contorul cu scintilație. Acesta este compus din ansamblul detector de radiație și fotomultiplicator electronic și are o serie de avantaje față de alte scheme spectrale care utilizează drept indicatori ai radiației incidente contori Geiger-Müller sau camere de ionizare.

Astfel, contorii cu scintilație datorită densității mari a cristalelor (5—6 g/cm³) au eficiență de 20—30%, adică de 10—15 ori mai mare decît contorii Geiger-Müller.

Eficiența mărită permite preluarea diagramelor de carotaj radioactiv cu o viteză mărită (600—800 m/h) fără ca înregistrarea să fie influențată de aceasta.

Dimensiunile reduse ale cristalului permit, la o eficiență de cîteva ori mai mare ca a unui contor, realizarea condițiilor de înregistrare cu un detector punctiform, factor deosebit de important în delimitarea și marcarea precisă a stratelor.

Utilizînd contori cu scintilație cu cristale de NaI/Tl autorii au realizat în cadrul laboratorului de geofizică a I.C.P. un aparat de carotaj spectrografic a cărei schemă bloc este dată în figura 1.

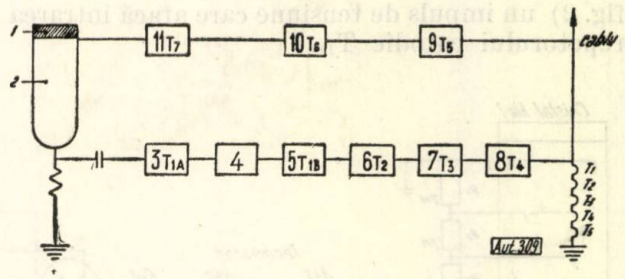


Fig. 1. Schema bloc a dispozitivului de fund N γ FM - 3 : *1* — cristalul de Na I/T_1 pentru radiații gamma (∅ 39,5 mm, *l* = =40 mm) ; *2* — fotomultiplicator electronic de tip FEU — 19 M sau FEU — 29 M ; *3* — repetor catodic T_{1a} ($^1/_2$ UCC 85) ; *4* — circuit de limitare cu diodă avînd rolul de a elimina din spectrul radiației incidente fundul propriu al fotomultiplicatorului ; *5* — amplificator liniar de impulsuri T_{1b} ($^1/_2$ UCC 85) ; *6* — discriminator de amplitudine T_2 (UCC 85) ; *7* — circuit de formare a impulsurilor T_3 (UCC 85) ; *8* — repetor catodic pentru adaptarea etajului precedent la impedența de ieșire a cablului T_4 (UL 84) ; *9* — oscilator cu miez saturat și cuplaj inductiv T_5 (UL 84) ; *10* — redresor de înaltă tensiune cu (1 T 11P) T_6 ; *11* — stabilizator de înaltă tensiune cu tub cu descărcare prin efect „coronna" T_7 (SG 303).

Contorul cu scintilații care s-a răspîndit în cursul ultimilor ani în fizica experimentală constă dintr-un cristal care scintilează sub acțiunea radiațiilor nucleare, legat optic de un multiplicator electronic.

În formă simplificată mecanismul de funcționare al unui contor cu scintilație poate fi reprezentat în modul următor :

Pătrunzînd în scintilator, cuanta gamma (sau neutron—(fără a avea proprietatea de a efectua direct ionizarea—, își pierde de regulă o parte sau întreaga sa energie pentru formarea electronilor secundari.

Dacă absorbția cuantelor gamma are loc într-un scintilator, acești electroni secundari își pierd o parte din energie pentru excitație și ionizarea moleculelor sale. O parte din energia moleculelor excitate se radiază sub formă de fotoni (impulsul) de lumină cu o frecvență care se află de obicei în limitele părții verzi-ultraviolete a spectrului (3000—6000) A, numărul

fotonilor dintr-o scintilaţie, „intensitatea" impulsului, fiind proporţională cu mărimea energiei deosebite a electronului.

Dacă scintilatorul are o bună transparenţă optică, fotonii ajung uşor pe fotocatodul multiplicatorului electronic şi scot din el electroni. Între catodul şi anodul fotomultiplicatorului este aplicată o tensiune înaltă (peste 1000 V) iar sursa de înaltă tensiune este împărţită în mai multe secţiuni egale ale căror ieşiri sînt conectate la electrozii fotomultiplicatorului, numiţi dinozi.

Electronii scoşi din fotocatod, accelerîndu-se în cîmpul fotocatodei pînă la primul dinod scot din acesta din urmă electroni secundari. Acest proces de multiplicare se repetă şi la dinozii următori, aşa fel încît de la fiecare electron scos din fotocatod se colectează de la $10^5 - 10^{10}$ electroni.

Aceşti electroni creează pe rezistenţa conectată în circuitul anodului fotomultiplicator (R 17, fig. 2) un impuls de tensiune care atacă intrarea repetorului catodic T_{1a}.

plicatorului cu temperatura şi tensiunea de alimentare a acestuia.

Astfel o variaţie a tensiunii de alimentare a fotomultiplicatorului cu 1%, corespunde unei variaţii a coeficientului de amplificare cu n%, unde n este numărul etajelor fotomultiplicatorului.

Spre exemplu, dacă trebuie realizată o precizie de 1% în măsura fluxului radiaţiilor gamma, atunci este necesară păstrarea unei constanţe a coeficientului de amplificare a fotomultiplicatorului de ordinul 1%, şi în consecinţă, tensiunea de alimentare trebuie să se menţină constantă cu o precizie de $1/n$ %.

Descrierea funcţionării schemei de principiu

Impulsurile de tensiune culese de pe rezistenţa de sarcină R_{17} avînd polaritate negativă şi amplitudini diferite, proporţionale cu energia radiaţiei incidente, se regăsesc în catodul T_{1a} pe rezistenţa R_{18}. Cu ajutorul circuitului de

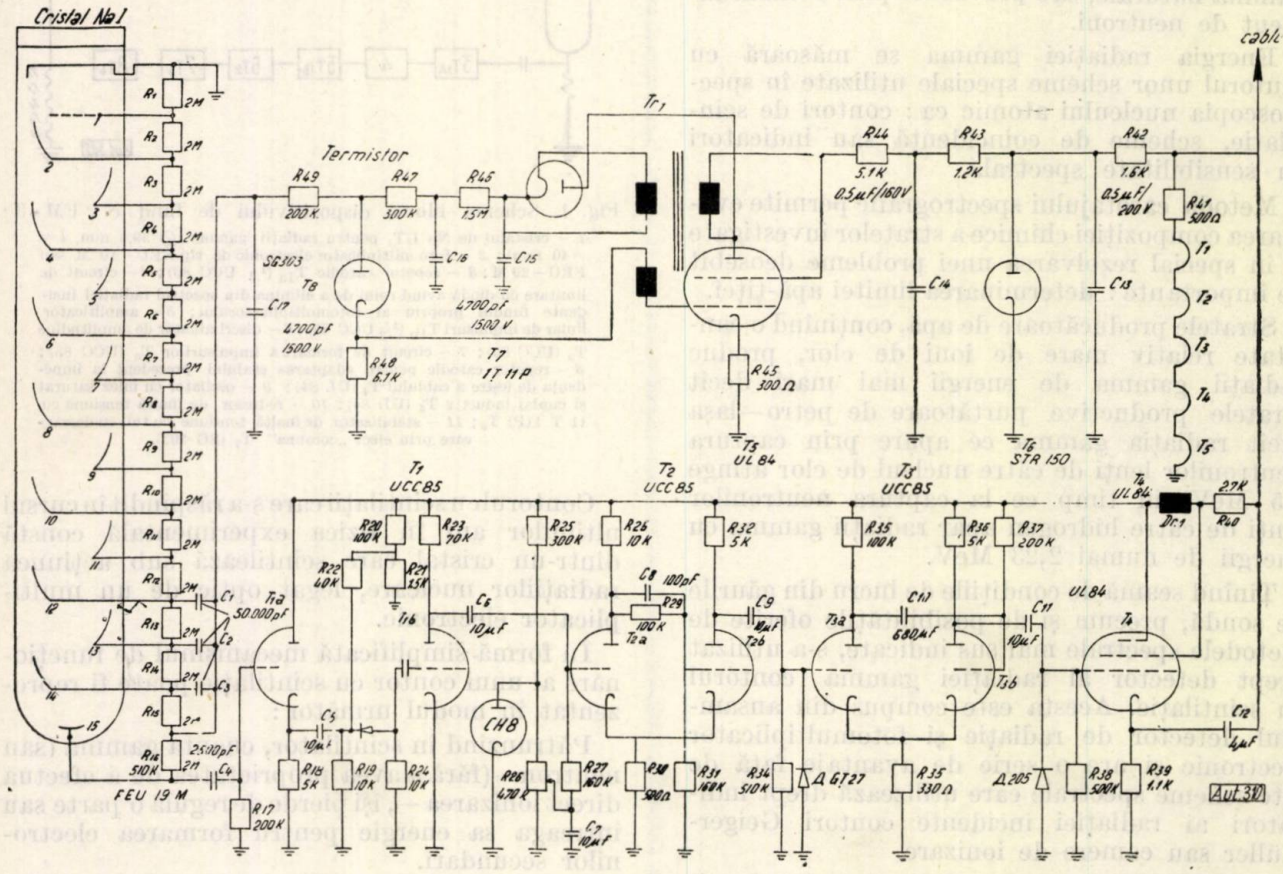


Fig. 2. Schema de principiu.

Prin spectrul amplitudinilor impulsurilor se reflectă spectrul radiaţiei gamma incidente.

Principalul dezavantaj al contorului cu scintilaţie faţă de contorul Geiger-Müller constă în variaţia puternică a amplificării fotomulti-

limitare compus din dioda DGT 27 şi R_{20}, $R_{21}R_{24}$ se separă impulsurile „utile" de fondul propriu al fotomultiplicatorului.

Amplificate de tubul T_{1b} impulsurile de polaritate pozitivă atacă grila discriminatorului de

amplitudine de tip „Trigger Schmidt". Cu ajutorul potenţiometrului R_{26} se variază nivelul de discriminare a impulsurilor, făcîndu-se o selectare a acestora după amplitudine (energie).

Deoarece transmiterea nedistorsionată a unor impulsuri de durată de ≈ 10 μs (pe un cablu de 3000—4000 m) echivalent cu o capacitate de (1 μF) ar fi necesitat măsuri speciale, s-a adoptat soluţia unui circuit de formare a impulsurilor T_3 (UCC 85).

Constanta de timp a acestui circuit de formare $\tau_\varnothing = R_{37} C_{10}$ s-a ales astfel ca, aceasta să fie mai mare decît constanta de timp a cablului formată din produsul, rezistenţa circuitului de ieşire şi capacitatea echivalentă a cablului.

Alegînd drept tub repetor UL 84 cu S = = 10 mA/V rezultă $R_{es} = 100\ \Omega$.

Deoarece $\tau_{es} = 100 \times 1 = 100$ μs aleg $\tau_\varnothing$ din cele expuse mai sus, egal cu 120 μs.

Amplitudinea impulsurilor la ieşire, pe cablu, de 3000—4000 m nu este mai mică de 4 V.

Încărcarea schemei depăşeşte 1600 imp/s = =96 000 imp/min ceea ce la eficienţa ansamblului cristal fotomultiplicatorul este cu totul suficientă.

O problemă deosebit de grea o constituie realizarea unei scheme de alimentare de înaltă tensiune perfect stabilizată a fotomultiplicatorului.

Înalta tensiune continuă pentru alimentarea contorului este produsă de oscilatorul T_{10} tip Hortley (UL 84) cu miez saturat asamblat pe tole de metal.

Redresarea pulsurilor din anoda tubului oscilator se face cu ajutorul kenedronului 1T11P (T_6).

Stabilizarea înaltei tensiuni se asigură cu ajutorul tubului de descărcare prin efect corona de tip SG 9. O reacţie negativă culeasă de pe R_{48} din catoda tubului stabilizator asigură o stabilizare suplimentară a tensiunii de alimentare a fotomultiplicatorului R_{49}, termistor de tip MMT4, serveşte pentru a realiza compensarea termică a ansamblului cristal fotomultiplicator.

Atît caracteristica fotomultiplicatorului cît şi a cristalului indică o micşorare a eficienţei la o creştere de temperatură. Alegînd valoarea termistorului în mod corespunzător se poate realiza pentru o anumită creştere de temperatură o scădere a rezistenţei termistorului în aşa fel încît prin divizorul $R_{49} - R_{1-15}$ înalta tensiune pe fotomultiplicator să crească, compensînd prin aceasta primul efect.

În scopul micşorării influenţei temperaturii găurii de sondă asupra cristalului şi fotomultiplicatorului acest ansamblu a fost plasat într-o montură specială termoizolantă.

Filamentele tuburilor din dispozitivul de fund sînt alimentate în serie. Dispozitivul NGFM-3, este alimentat de la suprafaţă prin cablu monofilar, de la un redresor electronic stabilizat.

Consumul electrodei este de 150 mA la o tensiune de 180 V. Impulsurile cu amplitudine de 4 V sînt trimise prin cablu la suprafaţă şi sînt înregistrate cu ajutorul unui panou de carotaj radioactiv obişnuit de tip PR — 2 sau PR — 3 („Automatica şi Electronica" nr. 2, 1961).

Dispozitivul cu un diametru exterior de 80 mm şi o lungime de 1500 mm se introduce într-o carcasă de etanşare rezistentă la presiune (700 at) cu diametrul exterior de 102 mm.

Dispozitivul NGFM-3 a fost încercat cu succes la o serie de sonde petrolifere, dovedind robusteţe şi o sensibilitate redusă la şocuri şi trepidaţii.

Diagramele înregistrate cu acest dispozitiv au arătat o bună corelare cu cele ridicate cu ajutorul altor dispozitive de carotaj radioactiv ce utilizează drept detectori de radiaţii contoare Geiger-Müller.

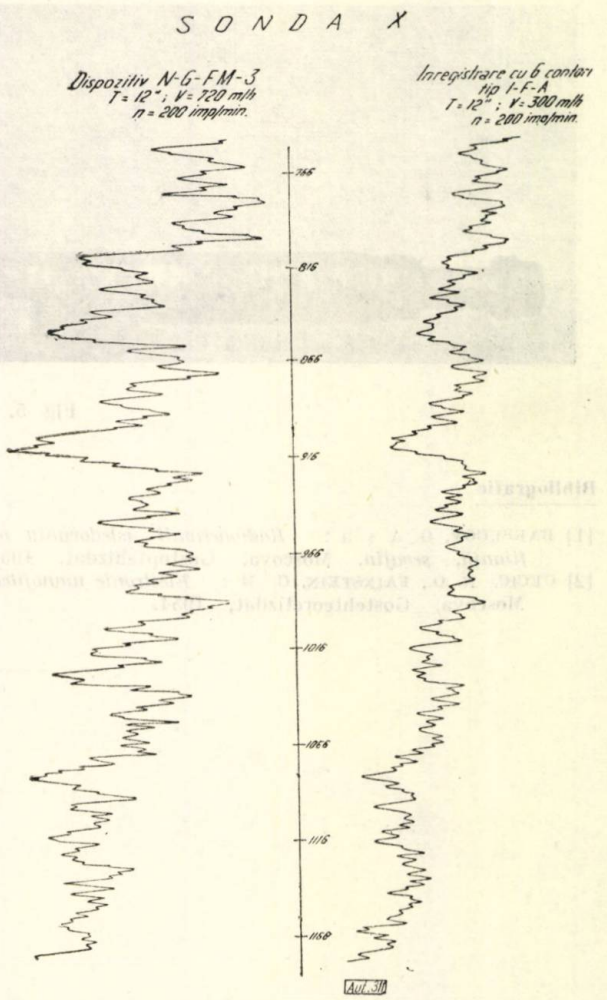


Fig. 3. Diagramele înregistrate cu dispozitivul NGFM-3 şi cu dispozitivul cu 6 contori tip IFA.

În figura 3 se văd două diagrame înregistrate cu dispozitivul NGFM-3 şi cu dispozitivul cu 6 contori Geiger—Müller.

Diagramele au fost înregistrate în aceeaşi scară de sensibilitate de 200 imp/min cm dar cu viteze de înregistrare diferite. Pentru dispozitivul cu F.M. viteza a fost dublă 720 m/n faţă de 360 m/n cît s-a înregistrat cu dispozitivul cu contori Geiger-Müller fapt care aduce importante economii schelelor, prin scurtarea timpului de imobilizare a sondelor.

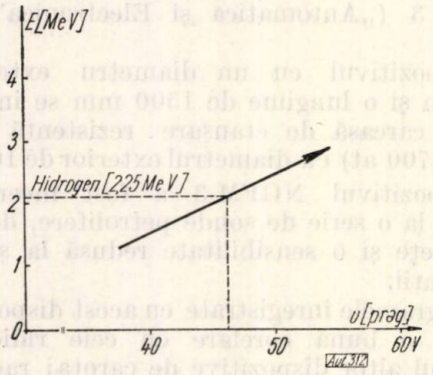


Fig. 4. Curba de etalonare a dispozitivului NGFM-3.

Potenţiometrul R_{26} a fost reglat înainte de a lansa aparatul în gaura de sondă pe o poziţie corespunzătoare unui nivel de energie de 0,5 MeV.

Etalonarea aparatului a fost făcută în laborator utilizîndu-se surse de radiaţii de diferite energii: ca ^{131}I, cu energie maximă 0,722 MeV, ^{65}Zn cu energie maxim 1,12 MeV, ^{110}Ag cu energie maximă 1,516 MeV.

Curba de etalonare a dispozitivului NGFM-3 este dată în figura 4. Din ea rezultă că la o tensiune a pragului de discriminare de 55 V se poate elimina radiaţia de 2,2 MeV, corespunzătoare maximului de energie a hidrogenului. În figura 5 se vede aparatul realizat.

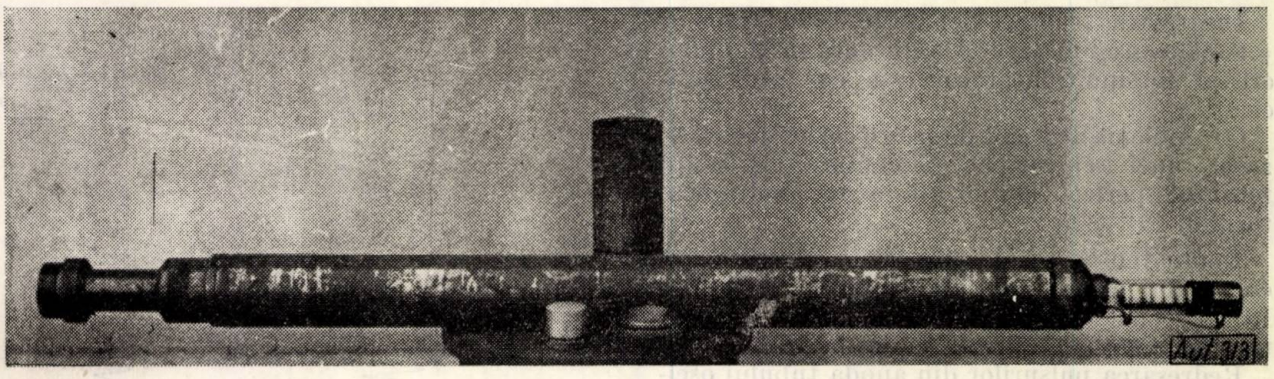


Fig. 5. Aparatul realizat.

Bibliografie

[1] BARSUCOV, O. A. ş. a.: *Radioactivnîi isledovania neftianih, sevajin.* Moscova, Gostoptehizdat, 1958.

[2] CECIC, N. O., FAINSTEIN, C. M.: *Electronie umnojiteli.* Moscova, Gostehteoretizdat, 1954.

[3] TĂNĂSESCU, T.: *Manual de tuburi şi circuite electronice,* Bucureşti, Edit. Academiei R.P.R., 1957.

[4] SANIN, A. A.: *Metode radiotehnice pentru studiul radiaţiilor,* Bucureşti, Editura Tehnică, 1957.

CRONICĂ

Simposionul internaţional cu privire la învăţămîntul superior ştiinţific şi tehnic

Moscova, septembrie 1962

Între 9 şi 12 septembrie s-au ţinut la Moscova lucrările unui simposion internaţional consacrat problemelor învăţămîntului superior ştiinţific şi tehnic. Simposionul a fost organizat de către Universitatea de Stat „Lomonosov", Institutul tehnic „Bauman", Institutul Pedagogic „V.I.Lenin" din Moscova, împreună cu Federaţia Mondială a Oamenilor de Ştiinţă. O contribuţie deosebit de importantă a avut-o şi Sindicatul lucrătorilor din învăţămîntul de cultură generală, învăţămîntul superior şi cercetarea ştiinţifică din U.R.S.S.

La simposion au luat parte peste 300 de oameni de ştiinţă — academicieni, profesori universitari, cercetători ştiinţifici — din 44 de ţări şi numeroase organizaţii internaţionale. Ţara noastră a fost reprezentată de o delegaţie formată din 5 persoane : prof. dr. Ştefan Bălan, adjunct al ministrului învăţămîntului, şeful delegaţiei, prof. I. Nistor, preşedintele Uniunii Sindicatelor din Învăţămînt, prof. acad. Andrei Oţetea, prof. Corneliu Penescu, prorectorul Institutului Politehnic Bucureşti şi lector Virgil Şoptereanu.

Au fost prezentate în total un număr de 28 rapoarte şi 32 corapoarte care s-au ocupat de 20 probleme dintre cele mai importante ale învăţămîntului superior (probleme de conţinut şi metodice, rolul ştiinţei în învăţămîntul superior etc.)

Lucrările simposionului au fost deschise de *prof. C.F.Powell* (Anglia), preşedintele Federaţiei Mondiale a Oamenilor de Ştiinţă (F.M.O.S.), care a arătat importanţa unui asemenea simposion în condiţiile dezvoltării atît de rapide a ştiinţei şi tehnicii, cînd trebuie găsite noi metode de educaţie ştiinţifică, în scopul de a se asimila de către studenţi cunoştinţele cele mai noi, necesare profesiunii lor viitoare.

Cuvîntul de salut, din partea guvernului U.R.S.S., a fost adus de *tov. Rudnev*, vice preşedinte al Consiliului de Miniştri. Tov. Rudnev a arătat că acţiunea întreprinsă de F.M.O.S. de a se dezbate într-un cadru larg problemele învăţămîntului superior este de cea mai mare importanţă. În fiecare ţară trebuie dezvoltat învăţămîntul superior, la care să se atragă un număr din ce în ce mai mare de tineri care să-şi îmbogăţească cunoştinţele ; aceasta este deosebit de important pentru ţările în curs de dezvoltare şi pentru ţările eliberate de sub jugul colonialist. Dezvoltarea necontenită a ştiinţei în condiţiile luptei pentru înlăturarea pericolului unui nou război, ale dezarmării generale şi totale, ale coexistenţei paşnice este sarcina cea mai importantă a tuturor celor ce lucrează în domeniul ştiinţific.

În aplauzele unanime ale celor prezenţi, tov. Rudnev a dat citire mesajului adresat participanţilor de către tov. N.S. Hruşciov. În mesaj se aduce salutul adresat oamenilor de ştiinţă care iau parte la lucrările simposionului şi se arată ce rol important joacă educaţia superioară în secolul nostru de dezvoltare considerabilă a ştiinţei şi tehnicii. Cei ce se ocupă de educarea tineretului au nobila misiune de a transmite tineretului cunoştinţele lor în spiritul păcii şi al prieteniei între popoare.

În numele tuturor participanţilor şi în entuziasmul general prof. Powell exprimă cele mai calde mulţumiri tov. N.S.Hruşciov pentru cuvintele adresate.

Prof. Petrovschi, rectorul universităţii „Lomonosov", a adus mesajul de salut din partea Universităţii pe care o conduce, a Institutului Tehnic „Bauman", a Institutului Pedagogic „V.I. Lenin", a Universităţii prieteniei între popoare „Patrice Lumumba", a prezidiului Academiei de Ştiinţe a U.R.S.S. şi a Asociaţiei oamenilor de ştiinţă din U.R.S.S.

A urmat apoi prezentarea rapoartelor şi corapoartelor în şedinţa plenară.

La tema „Ştiinţa şi tehnica în lumea viitorului" raportul a fost prezentat de acad. N.N.Semenov (URSS). Într-o luminoasă expunere tov. Semenov a trecut în revistă evoluţia ştiinţei în ultimul timp. Au fost arătate perspectivele uriaşe pe care ştiinţa modernă le oferă omului pentru ca viaţa acestuia să fie cît mai fericită. De aceea, trebuie ca omenirea să fie pusă la adăpost de pericolul unui nou război care ar însemna distrugerea a tot ce s-a realizat pînă acum.

În raportul său la aceeaşi temă, *prof. John Bernal* (Anglia) s-a ocupat de unele aspecte ale dezvoltării ştiinţei. Astfel dînsul a arătat importanţa pe care o au, pentru întreg domeniul ştiinţei, maşinile de calcul şi automatizarea. După ce a arătat ce posibilităţi uriaşe se deschid prin folosirea lor, s-a referit la metodele necesare pentru asimilarea acestor noi cunoştinţe ; a arătat, printre altele, că învăţămîntul trebuie să se adreseze la mase cît mai largi, să fie predat în spiritul umanitarist şi al prieteniei între popoare, în spiritul păcii.

În cadrul temei : „Scopul şi sarcinile învăţămîntului superior", s-au prezentat două rapoarte. *Prof. Cilikin* (URSS) a arătat, printre altele, necesitatea planificării învăţămîntului, a admiterii unor mase cît mai largi la învăţătură, fără restricţii pe bază de considerente sociale, religioase sau politice. A subliniat

apoi importanţa pe care o are pentru interpretarea cunoştinţelor ştiinţei moderne, învăţarea marxism-leninismului, singura concepţie justă despre lume şi viaţă. Dînsul a arătat prin exemple concrete, succesele obţinute de U.R.S.S. în domeniul învăţămîntului superior tehnic. *Prof. Ciu-Pei-Iuan* (R.P.Chineză) a arătat realizările obţinute de poporul chinez în domeniul învăţămîntului superior după instaurarea regimului democrat-popular şi lupta care se duce pentru ridicarea nivelului cultural.

Tema „Învăţămîntul superior în ţările în curs de dezvoltare" a făcut obiectul a trei rapoarte. *Prof. G.J.Gallo* (Cuba) a arătat lupta poporului cuban pentru culturalizarea maselor. Înainte de revoluţia cubană o mare parte a populaţiei (mai mult de 23%) era analfabetă, iar numai 9% trecea de clasa a X-a. Revoluţia cubană a organizat campania împotriva analfabetismului. A arătat apoi care sînt principalele sarcini de viitor în Cuba, în domeniul învăţămîntului superior. Rapoartele *prof. Zaheer* şi *prof. P.C. Mahalanobis* (ambii din India) au arătat situaţia din această ţară în curs de dezvoltare şi necesitatea creării cadrelor proprii de predare. Prof. Mahalanobis a cerut mai mult ajutor pentru India din partea ţărilor dezvoltate.

Lucrările s-au desfăşurat apoi pe secţii de specialitate.

În cadrul secţiei: „Învăţămîntul ştiinţific şi tehnologic", referatele prezentate de prof. V.S.Smirnov (URSS), prof. P. Lemann (Franţa), prof. K. Frunzinetti (Italia) şi alţii au făcut obiectul unor discuţii deosebit de interesante.

Din partea R.P.R., în cadrul acestei secţii prof. dr. Ştefan Bălan a prezentat raportul: „Perfecţionarea cadrelor ştiinţifice, a inginerilor şi a cadrelor didactice". În raport s-a analizat necesitatea unei perfecţionări continue a acestor cadre după terminarea studiilor universitare şi căile de urmat în acest scop. Au fost arătate realizările din R.P.R. şi s-au făcut propuneri în legătură cu această problemă.

Raportul a fost primit cu interes de participanţi. În concluziile simposionului s-a menţionat că raportul a trezit, prin sugestiile prezentate, o atenţie deosebită. De asemenea, mulţi vorbitori în timpul discuţiilor s-au referit la metodele şi rezultatele pozitive obţinute de R.P.R. în această direcţie. Unii delegaţi din alte ţări au cerut date suplimentare şi au fost deosebit de interesaţi de realizările noastre.

În discutarea rapoartelor din această secţie a participat un număr important de persoane. Delegatul R.P.R., *prof. C Penescu*, a luat cuvîntul arătînd unele aspecte în legătură cu ameliorarea planurilor de învăţămînt şi a programelor de curs. Astfel, este necesar ca să se analizeze în amănunt cunoştinţele predate în cursuri pentru a se scoate ceea ce este inutil. A fost dat exemplul fizicii, la care s-a arătat experienţa din R.P.R., deoarece problema fusese ridicată mai înainte de J. Bernal, iar experienţa noastră prezenta interes faţă de propunerile sale. Problemele aduse în discuţie de delegatul R.P.R. au stîrnit interes din partea participanţilor, cerîndu-se lămuriri din diferite ţări.

Din rapoartele şi corapoartele prezentate în această secţie cît şi din discuţiile purtate au reieşit unele concluzii importante, dintre care menţionăm:

— trebuie să se introducă în cursuri problemele cele mai noi şi mai moderne;

— se cere intensificarea perfecţionării cadrelor, ulterioară studiilor universitare;

— este necesară dezvoltarea muncii de cercetare ştiinţifică a cadrelor didactice şi a studenţilor;

— colaborarea internaţională cît mai strînsă şi ajutorarea ţărilor slab dezvoltate trebuie să constituie o preocupare permanentă a tuturor celor ce lucrează în învăţămîntul superior.

În secţia a II-a a simposionului: „Învăţămîntul ştiinţelor sociale şi istorice" s-au prezentat rapoarte ca:

„Specializarea în instituţiile de învăţămînt superior" (raportor prof. J. Kuczinsky — R.D.G.).

„Rolul cercetării ştiinţifice în învăţămîntul superior" (raportor prof. C.A. Mace — Anglia).

„Metode de învăţămînt fără scoaterea din producţie" (raportor prof. K. Mohicev — URSS).

Delegatul R.P.R. *acad. prof. A.Oţetea* a prezentat un raport intitulat: „Relaţiile între învăţămîntul teoretic şi cel practic". În raport se arată că datorită dezvoltării rapide a tehnicii, învăţămîntul superior este chemat să formeze un număr tot mai mare de specialişti de înaltă calificare. Pentru a forma aceste cadre, universităţile şi institutele tehnice trebuie să pună accentul pe cercetarea ştiinţifică şi să ţină o legătură permanentă cu practica, care are rolul de a verifica valabilitatea cunoştinţelor şi de a propune necontenit teme noi de cercetare.

Raportul a fost bine apreciat şi a stîrnit interes.

După prezentarea rapoartelor au urmat discuţii în care s-au dezbătut amplu problemele puse. Din rapoarte şi discuţii au rezultat o serie de concluzii interesante din care putem menţiona:

— programele de curs trebuie să asigure o mai judicioasă întrebuinţare a timpului;

— să se dezvolte la studenţi curiozitatea şi dorinţa de a învăţa.

În secţia a III-a, „Învăţămîntul pedagogic", au fost unanim apreciate rapoartele prezentate

de : Dr. W.Dorst (R.D.G.), E.Boateng (Ghana, dr. G. Feran (Cuba), Wang-Te Liang (R.P. Chineză), prof. I.Kairov (URSS), prof. A. Cerbakov (URSS).

Rapoartele au ridicat de asemenea probleme importante, iar discuţiile au fost numeroase. La şedinţe a participat tov. I. Nistor din delegaţia romînă.

În şedinţa finală de închidere după ce s-au prezentat concluziile referitoare la activitatea în secţii de către fiecare din preşedinţi, prof. C. F. Powel (Anglia), preşedintele F.M.O.S. a arătat că simposionul a adus o contribuţie importantă în problema învăţămîntului superior. Astfel de acţiuni trebuie continuate şi în viitor.

În cadrul simposionului s-a organizat şi o expoziţie de lucrări (cărţi, publicaţii, etc.), care să ilustreze problemele expuse şi nivelul din ţările respective. Republica Populară Romînă a prezentat un stand de cărţi, publicaţii, planuri de învăţămînt etc., care au ilustrat problemele expuse în cele două rapoarte prezentate de delegaţia romînă. Standul a fost foarte bine apreciat iar materialele expuse au fost cercetate de un număr mare de participanţi la simposion, profesori universitari, cercetători, studenţi.

Trebuie menţionată excepţionala organizare a simposionului şi deosebita atenţie pe care gazdele au arătat-o delegaţilor.

În concluzie trebuie că spunem că lucrările simposionului au fost foarte eficiente, atît prin ideile noi expuse şi prin expierenţa împărtăşită de diversele ţări, cît şi prin contactele personale dintre specialişti ; toate acestea au contribuit, de asemenea, la un important schimb de experienţă între participanţi. Învăţămîntul superior a obţinut astfel o informare foarte importantă de specialitate.

Totul a contribuit la intensificarea schimbului de experienţă în domeniul învăţămîntului superior.

Prof. **Corneliu Penescu**

RECENZII

LEONOV I. P., RAEVSKII S. I., RAIBMAN N. S. : **O disciplină auxiliară automaticii : Dinamica statistică în automatică.** Editura Academiei de Ştiinţe a Uniunii Sovietice, Moscova, 1961, 119 pag., 7 tabele, 1 anexă, 12 bibliografii, 20 figuri.

De mai mulţi ani, Academia de Ştiinţe a Uniunii Sovietice publică o serie de lucrări de ştiinţă popularizată, în care apar lucrări ştiinţifice la un nivel superior de popularizare, lucrări care se adresează în special persoanelor cu o cultură ştiinţifică generală, dar care nu lucrează direct în domeniul abordat de lucrarea respectivă. Mai mult chiar, fiecare din aceste lucrări poate servi drept o bună introducere pentru domeniul arbordat. În această colecţie au apărut pînă în prezent lucrări de profiluri foarte variate, cum ar fi : structura internă a Pămîntului, utilizarea paşnică a energiei atomice, traducerea mecanică etc.

Lucrarea de faţă îşi propune să iniţieze pe cititor în problemele dinamicii statistice a sistemelor de reglare automată şi trebuie să spunem că această sarcină este dusă la bun sfîrşit într-un mod foarte elegant.

Evident că o lucrare de statistică nu poate să înceapă decît prin prezentarea noţiunii de probabilitate. Aceasta formează de altfel şi subiectul primelor paragrafe ale lucrării. Se trece apoi la prezentarea unor mărimi statistice pentru a se aborda apoi noţiunea de informaţie, care însă este introdusă într-un mod destul de sumar, deşi evident definiţiile date sînt corecte.

Al doilea capitol al lucrării studiază în linii mari sistemele optimale de reglaj şi de comandă. Se remarcă aici clasificarea sistemelor automate, după condiţiile impuse proiectantului. Cu această ocazie se face o trecere în revistă a principalelor probleme legate de sistemele optimale.

Cel de-al treilea capitol se intitulează „Descrierea statistică a legăturilor". Se prezintă diverse modele matematice ale unor fenomene, subliniindu-se caracterul lor care uneori este strict determinat în vechiul sens, iar alte ori este statistic.

Se trece apoi la un alt capitol, în care se arată în linii mari care sînt metodele statistice întrebuinţate în reglajul automat. Se studiază astfel metodele statistice în legătură cu cele mai noi principii de reglaj.

Lucrarea nu se menţine însă numai la un caracter de generalitate foarte mare, ci teoria este exemplificată. Aceasta apare în special în capitolul „Caracterul statistic al proceselor automate din producţie". aici se dau mai multe exemple numerice pentru a se arăta caracterul statistic al fenomenelor care în mod curent apar în producţie. Exemplele sînt foarte clare, astfel încît urmărindu-le, cititorul pătrunde în esenţa chestiunilor studiate.

Ultimul capitol se intitulează „Caracteristicile statistice ale liniilor automate". Şi în acest capitol se abordează unele metode statistice, cum ar fi, de exemplu, corelaţia. Diferite tabele numerice exemplifică ideile generale expuse.

Lucrarea este redactată într-un mod foarte clar şi faptul că se îmbină expunerile teoretice cu diferite prezentări numerice, care ilustrează aplicarea principiilor generale în anumite cazuri particulare, o face deosebit de utilă tuturor persoanelor care doresc să se iniţieze în problematica atît de modernă — şi în general atît de puţin cunoscută la noi — a dinamicii statistice a sistemelor automate.

E. N.

FRIDLENDER F. L., ŢEITLIN L. A. : **Maşini electronice de calculat.** Editura Învăţămîntului Superior, Moscova, 1961, 149 pag., 8 bibl., 75 fig.

Importanţa electronicii, în general, şi a calculatoarelor electronice, în particular, a fost mai de mult timp recunoscută în Uniunea Sovietică. Astfel, printr-o Decizie a Ministerului de resort, actualmente în toate facultăţile tehnice din Uniunea Sovietică, indiferent de specialitatea respectivă, se predau cursuri de electronică industrială şi programarea calculatoarelor electronice.

Lucrarea de faţă îşi propune să prezinte principiile generale ale calculatoarelor digitale, astfel încît titlul este în parte necorespunzător, netratîndu-se nimic referitor la calculatoarele analogice.

Prin structura sa, cartea este bine redactată şi poate să fie citită cu folos de către persoanele care au un minim de cunoştinţe de electronică.

Lucrarea este constituită în total din zece capitole.

După cum este şi normal, avînd în vedere că majoritatea calculatoarelor nu lucrează în sistemul zecimal, se începe prin prezentarea unor noţiuni elementare, privind sistemele de numeraţie şi exprimarea numerelor în diverse baze.

Se trece apoi la scrierea numerelor în coduri. Această chestiune este însă tratată destul de sumar, fiind reluată de

fapt în capitolul următor, care se intitulează „Scrierea numerelor în formă normală". Aci se prezintă unele chestiuni privind introducerea numerelor negative în calculatoare.

Cu aceasta se termină partea introductivă privind reprezentarea numerelor şi se trece la bazele logice ale construirii calculatoarelor. Se prezintă operatorii logici şi se dau regulile de lucru cu aceşti operatori.

Capitolul 5 tratează problema realizării schemelor logice cu ajutorul reţelelor cu contacte şi relee. Se studiază astfel o serie întreagă de exemple, începînd cu unele cazuri elementare.

În acelaşi capitol se dau unele noţiuni de bază privind dispozitivele electronice fundamentale (diodă, triodă, joncţiune *pn*, tranzistori). De asemenea, se dau o serie de exemple de realizare a dispozitivelor logice cu ajutorul elementelor electronice.

În capitolul 6 se trece la descrierea funcţionării calculatoarelor electronice, începînd cu sumatorul.

În acest capitol se dau pe scurt informaţii asupra realizării circuitelor bistabile cu ajutorul triodelor şi se prezintă pe scurt şi linia de întîrziere ca element necesar în realizarea calculatoarelor.

Capitolul 7 tratează problemele legate de dispozitivele de memorie. Se prezintă numeroase tipuri, cum ar fi memorii cu elemente electronice active, memorii magnetice şi altele.

Se trece apoi la prezentarea unor noţiuni privind programarea şi dispozitivul de comandă. Astfel, se dau exemple de programarea calculatorului în vederea determinării unei funcţii. Se tratează pe scurt şi unele chestiuni referitoare la rezolvarea sistemelor de ecuaţii, la calcularea integralelor definite şi se abordează chiar, foarte pe scurt, problema automatizării programării.

Problema programării este însă tratată mai rezumativ.

Penultimul capitol prezintă pe scurt dispozitivele de intrare şi de ieşire.

Lucrarea se termină cu cîteva considerente asupra dezvoltării viitoare a dispozitivelor de calculat.

Lucrarea este redactată într-un mod foarte clar, astfel încît este de un real folos tuturor persoanelor care doresc să se iniţieze în principiile de bază ale funcţionării calculatoarelor electronice de tip digital.

E. N.

FILCEAKOV, P. F., PANCIŞIN, V. I., : **Integratoarele EGDA — modelarea cîmpurilor potenţiale cu hîrtie electroconductoare.** Editura Academiei de Ştiinţe a R.S.S. Ucrainene, Kiev, 1961, 171 pag., 210 bibl., 66 fig., 2 anexe.

Lucrarea de faţă apare în colecţia Institutului de Matematică al Academiei de Ştiinţe a R.S.S. Ucrainene şi tratează problema importantă a determinării cîmpurilor potenţiale cu ajutorul integratoarelor EGDA.

Lucrarea descrie în fond integratorul universal care a fost conceput şi realizat de către autorii cărţii. Este vorba despre un dispozitiv analogic simplu, cu ajutorul căruia, utilizînd metoda analogiei electrice, se pot studia probleme cărora le corespund ecuaţii de tip eliptic, definite într-un domeniu cu două dimensiuni şi avînd o simetrie axială.

Spre deosebire de cuva electrolitică, la care este nevoie de un dispozitiv mai complicat, în cazul de faţă drept mediu conductor se întrebuinţează o hîrtie specială, conductoare.

Menţionăm că pentru prima dată studierea sistematică a simulării unor astfel de probleme cu ajutorul hîrtiei conductoare a fost făcută de către P. F. Filceakov, încă din anul 1947. Trebuie însă precizat că o hîrtie specială de acest tip a fost realizată cu mult înainte, încă din 1943, de către B. B. Gutman.

Primul integrator EGDA a fost realizat în 1947 de către V. I. Pancişin şi P. F. Filceakov ; actualmente însă în U.R.S.S. există mai mult de 100 de integratoare EGDA de diverse tipuri utilizate în institutele de cercetări ştiinţifice, în institutele de proiectare şi în învăţămîntul superior.

Aceste integratoare îşi găsesc locul acolo unde se studiază probleme privind hidrodinamica, termotehnica, electrotehnica, biologia, petrolul, tehnica, construcţiile etc.

Lucrarea de faţă este alcătuită din două părţi.

În prima parte se expun unele chestiuni privind procedeele de studiere prin analogie a cîmpurilor potenţiale, cu diverse condiţii de frontieră. Tot în prima parte se studiază şi condiţiile de analogie. Se trece apoi la realizarea modelelor şi la stabilirea condiţiilor în mod corespunzător. Se dau exemple de tratare a unor probleme studiate, ca : scurgerea cu circulaţie ; scurgerea fără circulaţie în jurul unui profil unic ; cîmpuri electrostatice şi magnetostatice plane ; cîmpuri de potenţial, cu singularităţi pe frontiera domeniului ; fenomene de torsiune şi altele.

Tot în aceeaşi parte se prezintă şi unele chestiuni privind precizia metodei care utilizează hîrtie conductoare.

Partea a doua se ocupă de integratoarele EGDA. Astfel, se prezintă în primul rînd integratoarele şi se arată care sînt utilizările lor. Se dă schema electrică şi unele detalii privind construcţia lor. Se dau caracteristicile tehnice, instrucţiunile de exploatare şi întreţinere. Se enumeră deranjamentele posibile şi se indică metodica de ridicare a lor.

În ultima parte a lucrării se tratează şi problema hîrtiei conductoare anizotrope.

Lucrarea este însoţită de scurte rezumate în limbile engleză şi franceză, rezumate care de fapt sînt o prezentare a cărţii. De asemenea, tabla de materii este însoţită de traduceri în limbile engleză şi franceză.

Avînd în vedere marea gamă de probleme care pot fi abordate cu ajutorul acestui dispozitiv analogic simplu, credem că această carte va fi utilă unui cerc larg de ingineri din ţara noastră.

Bibliografia bogată care însoţeşte lucrarea, de asemenea este foarte utilă.

Menţionăm că şi la noi în ţară problema analogiei reoelectrice a fost utilizată de mai mult timp, însă mai mult în scopuri didactice.

Lucrarea de faţă va constitui poate un îndemn pentru ca experienţa cumulată în instituţiile de învăţămînt să treacă şi în producţie.

E.N.

TĂNĂSESCU, T. : **Circuite cu tranzistoare**. Bucureşti, Editura Tehnică, 1961.

Ţinînd seama de utilizarea din ce în ce mai largă pe care dispozitivele cu semiconductoare o capătă în toate domeniile ştiinţei şi de faptul că producţia acestor dispozitive a început şi în ţara noastră pe scară industrială, apariţia lucrării „Circuite cu tranzistoare" satisface o necesitate urgentă a cercurilor de ingineri şi fizicieni care urmează să folosească şi să dezvolte tehnica tranzistoarelor. O manifestare a interesului deosebit cu care cartea a fost primită îl constituie succesul deosebit de librărie.

Editura tehnică, luînd iniţiativa elaborării acestei lucrări, a antrenat un colectiv larg de specialişti : M. Drăgănescu, A. Mircea, I. Felea, P. Apostol, I. Landau Doré, V. Popescu, V. Pauker, D. Buznea, M. Săvescu, A. Weiss, V. Cătuneanu, Al. Popovici, Edm. Nicolau şi M. Beliş, sub conducerea regretatului om de ştiinţă profesorul Tudor Tănăsescu, ceea ce a dus la tratarea competentă, multilaterală a problemelor, la un nivel superior.

Fiind prima dintr-o serie de lucrări în domeniul utilizării dispozitivelor semiconductoare, autorii au abordat în special problemele fundamentale, principiile fizice de funcţionare ale dispozitivelor, descrierea detaliată a proceselor în circuit şi deducerea relaţiilor celor mai importante între parametrii schemelor. Considerentele de proiectare şi metodele de calcul nu intră în cadrul lucrării, urmînd să fie dezvoltate în lucrări ulterioare.

Prin modul de expunere, curgător şi unitar al întregii cărţi, aceasta poate să constituie un curs şi un material de studiu pentru cei care doresc să aprofundeze problemele circuitelor cu tranzistoare şi prin nivelul tratării deschide calea înţelegerii bogatei literaturi de specialitate din acest domeniu.

Lucrarea este împărţită în 26 de capitole. Deşi nu apar ca atare, se pot distinge în carte, după tematica lor, 3 părţi.

1. Introducerea în teoria fizică a dispozitivelor semiconductoare (cap. 1).

2. Funcţionarea tranzistorului de element de circuit şi parametrii săi caracteristici (cap. 2—7 şi 26).

3. Circuite cu tranzistoare (cap. 8—25).

Trebuie remarcat că în afară de tranzistoare îşi găsesc locul în volum şi alte dispozitive semiconductoare care au sau capătă în prezent o importanţă deosebită: dioda tunel (paragraf 6.14), diodele *p-n-pn* şi tiristoarele (paragraf 7.12 şi 24.5) amplificatorul parametric cu diodă (cap. 20).

În capitolul 1, se expun bazele fizice ale funcţionării diodei şi tranzistorului cu joncţiuni: structura cristalelor semiconductoare, conductibilitatea electrică în materiale semiconductoare omogene şi ecuaţiile ei fundamentale, joncţiunile *p-n* şi caracteristicile diodei, tranzistorul şi funcţionarea sa ca dispozitiv amplificator precum şi caracteristicile fundamentale deduse din teoria fizică.

Acest capitol stă la baza în special a părţii a 2-a a cărţii, studierea lui fiind esenţială pentru aprofundarea celor ce urmează.

Capitolul 2 tratează două probleme fundamentale pentru aplicarea tranzistoarelor: caracteristicile statice ale tranzitoarelor reale în legătură cu teoria fizică şi asimilarea tranzistorului cu un cvadripol liniar pentru joasă frecvenţă şi semnal mic. Numeroase figuri, ilustrează cele expuse şi tabelele date sînt foarte utile în practica proiectării amplificatoarelor de joasă frecvenţă

În capitolul 3, pe baza celor expuse în capitolul 2 cu privire la schema echivalentă şi parametrii tranzistorului la semnal mic se deduc formulele de calcul pentru amplificatoarele de semnal mic. O secţiune specială se referă la zgomotul în tranzistoare, problemă importantă la amplificarea semnalelor slabe.

Capitolul 4 cuprinde problemele de alimentare, de stabilire a regimului static al tranzistorului, completînd astfel tratarea din capitolele 2 şi 3. Prezentarea amănunţită a metodelor de stabilizare liniare şi neliniare sînt de utilitate directă proiectanţilor de scheme.

În capitolul 5, datele cu caracter de proiectare sînt şi mai mult accentuate elementele expuse în capitolele 2,3 şi 4 fiind încadrate în limitările impuse parametrilor tranzistorului: curenţi, tensiuni, putere disipată, temperatură, străpungere.

Tratarea este foarte detaliată, accentuîndu-se asupra unor fenomene de care se ţine seama încă insuficient în proiectare.

Capitolul 6 expune funcţionarea tranzistorului la frecvenţele înalte şi cuprinde descrierea schemelor echivalente cele mai uzuale şi formulele de calcul utile. Tot aici sînt tratate dispozitive semicoductoare speciale pentru înaltă frecvenţă: tranzistorul cu cîmp intern şi dioda tunel.

Un capitol important avînd în vedere marea varietate de scheme la care îşi găsesc aplicaţie problemele tratate este capitolul 7 în care se tratează pe baza teoriei fizice, funcţionarea tranzitoarelor în regim tranzitoriu (de comutaţie). Formule utile permit calcularea duratei diverselor procese.

Se tratează măsurarea parametrilor celor mai importanţi apăruţi din capitolele 1—7 şi, deşi schemele de măsură date sînt numai de principiu, ele pot fi cu succes utilizate la realizarea unor aparate de măsură de mare interes practic.

În continuare capitolele 8 şi 9 reiau cele expuse în capitolele 2, 3 şi 4 insistînd asupra amplificatoarelor de joasă frecvenţă cu semnal mic cu mai multe etaje şi a reacţiei cu ceea ce este specific tranzistoarelor în acest domeniu. Se descriu mai multe scheme derivate din cele fundamentale.

Capitolul 10 tratează în acelaşi mod amplificatoarele audio de putere.

Problemele realizării amplificatoarelor de curent continuu cu modulare, şi stabilizării lor la variaţia parametrilor precum şi pentru utilizări industriale, amplificatoare operaţionale etc. cu formulele de calcul cele mai importante sînt tratate în capitolul 11.

Folosind elementele capitolului 6, capitolul 12 conţine expunerea pe larg a schemelor de amplificare de bandă largă şi diversele metode de corecţie utilizate.

Problemele amplificatoarelor de putere mică şi mare care funcţionează la frecvenţele limită superioare sînt tratate în capitolele 13 şi 14.

Capitolul 15 tratează o ultimă categorie de amplificatoare: cele de curent alternativ, curent mediu şi sensibile la fază utilizate în sistemele de reglare automată.

În capitolul 16 oscilatoarele de înaltă şi joasă frecvenţă sînt expuse în legătură cu schemele echivalente ale tranzistorului, influenţa acestuia din urmă asupra circuitelor selective, stabilităţii frecvenţei şi amplitudinii fiind special tratate.

Capitolele 17, 18 şi 19 urmăresc utilizările variate ale diodelor şi tranzistoarelor în circuite radio ca modulatoare şi demodulatoare de amplitudine şi frecvenţă. Capitolul 20 se ocupă de amplificarea parametrică la frecvenţe foarte înalte.

Capitolele 21, 22, 23 tratează vasta categorie a circuitelor de comutaţie în care tranzistoarele prin caracteristicile lor îşi găsesc aplicaţii foarte variate. Capitolul 21 se referă la circuitele tip releu, cu tranzistoare şi cu tranzistoare şi elemente magnetice; capitolul 22 la circuitele basculante, generatoare de impulsuri şi altor circuite cu reacţie, iar capitolul 23 cuprinde problemele clasei speciale de circuite dar cu multe aplicaţii a numărătoarelor.

În sfîrşit capitolul 24 şi 25 cuprind studiul surselor de alimentare stabilizate cu tranzistoare, diode Zener, tiristoare şi a unor circuite de tipul comutatoarelor de tensiune şi a invertoarelor folosite ca surse de alimentare în cazuri speciale.

Din această sumară trecere în revistă a conţinutului rezultă extrema varietate de subiecte tratate ceea ce face şi mai remarcabilă unitatea şi continuitatea expunerii precum şi unitatea de notaţii din întregul volum.

Prin organizarea materialului şi nivelul de tratare, lucrarea se compară favorabil în raport cu manualele analoge apărute pînă acum în străinătate.

Bibliografia este bogată şi de dată recentă (prima jumătate a anului 1961) însă cam inegal repartizată diverselor capitole.

Deosebit de bune sînt şi condiţiile grafice de apariţie, figurile şi diagramele reprartizate în text fiind foarte clare şi proporţionate, ca şi marea cantitate de formule cuprinzînd caractere dintre cele mai diferite.

Este sigur că volumul circuite cu tranzistoare va deveni o carte de bază pentru inginerii electronişti şi este de sugerat reeditarea lui după un anumit interval de timp, îmbogăţit cu ceea ce se va fi acumulat nou şi cu dezvoltarea mai accentuată a unor secţiuni dedicate ultimelor tendinţe în tehnica dispozitivelor semiconductoare şi a aplicaţiilor lor.

Acta Imeko 1961

În perioada 26 iunie — 1 iulie 1961 s-au desfăşurat la Budapesta lucrările celei de a doua Conferinţe internaţionale pentru tehnica măsurării şi construcţia aparatelor de măsurat (IMEKO).

Faţă de conferinţa precedentă care a avut loc în anul 1958, aceasta a marcat o creştere importantă atît a numărului de comunicări prezentate cît mai ales a nivelului lor tehnico-ştiinţific.

Este demn de remarcat, că printre cei 667 participanţi reprezentînd 25 de ţări, au figurat 10 academicieni, 44 profesori universitari, 14 conducători de institute de cercetare.

Se poate aprecia că IMEKO a devenit astăzi forul internaţional cel mai reprezentativ în domeniul tehnicii măsurărilor şi construcţiei de aparate.

Prin grija şi sub auspiciile unui comitet redacţional, constituit de Asociaţia Ungară pentru automatizare şi tehnica măsurii, cele 135 de comunicări prezentate cu această ocazie au văzut lumina tiparului într-un timp record pentru o lucrare de asemenea proporţii: 5 volume cu un total de peste 2 700 pagini şi peste 900 figuri. Ca organizare, volumele reproduc structura conferinţei.

Volumul I — Materialele prezentate în şedinţa plenară şi comunicările din secţiile de specialitate:
210 — Metrologie şi terminologie (4) *.
211 — Calculul şi construcţia aparatelor de măsurat (8).
212 — Tehnologie şi organizarea industriei constructoare de aparate (4).
213 — Folosirea electronicii în construcţia aparatelor de măsurat (3).

* În paranteză se indică numărul de comunicări prezentate în secţia respectivă

Volumul II — 214 — Problemele limitrofe dintre tehnica măsurărilor şi automatică (17).

Volumul III — 221 — Aparate şi metode pentru măsurarea mărimilor geometrice şi mecanice inclusiv măsurările geodezice (29).

Volumul IV — 223 — Aparate şi metode pentru măsurarea mărimilor termotehnice (14).
224 — Aparate şi metode pentru măsurarea mărimilor fizico-chimice (inclusiv fotometrie, spectroscopie, colorimetrie, măsurări electrochimice, analiza gazelor ş.a.) (17).

Volumul V — 225 — Aparate şi metode pentru măsurarea mărimilor electrice şi magnetice (18).
226 — Aparate şi metode pentru măsurări radiotehnice (10).
227 — Aparate şi metode pentru măsurarea radiaţiilor ionizante (9).
— Referatele de sinteză privind aprecierea lucrărilor prezentate.

Lucrările sînt publicate în una din limbile rusă, engleză, franceză, germană şi sînt însoţite de scurte rezumate în două limbi.

Majoritatea lucrărilor sînt originale şi prezintă rezultate tehnico-ştiinţifice încă nepublicate. Datorită bogăţiei materialului expus este exclusă o trecere în revistă cît de cît completă în cadrul unei recenzii. Pentru aceasta în cele ce urmează ne vom limita doar la unele exemplificări reprezentative pentru nivelul general al conferinţei.

Din rîndul comunicărilor prezentate în şedinţa plenară remarcăm în mod deosebit lucrarea prof. V. O. Arutiunov (URSS) privind „Problemele de bază tehnico-ştiinţifice şi tendinţele de dezvoltare a tehnicii măsurării", prof. E. G. Sramkov ş.a. (URSS) despre „Structura şi conţinutul de bază al vocabularului electrotehnic internaţional„ grupa 20 (o documentată critică la adresa terminologiei propuse în materialul amintit), R. Kolos (R.P.U.) „Despre problemele învăţămîntului superior în domeniul tehnicii măsurărilor şi construcţiei de aparate".

Un deosebit interes prezintă comunicările din cadrul secţiei 214. Un număr de comunicări a fost consacrat problemei compensatoarelor cu autoechilibrare. A. Lerner, M. Ribaşov şi P. Panasenko (U.R.S.S.) în referatul „Viteza de acţionare a compensatoarelor automate şi corecţia dinamică a traductoarelor" prezintă soluţii originale de corecţie dinamică şi caracteristicile de calitate limită ce se pot obţine la aparate de acest tip. A. Agoston (RPU) ia în consideraţie neliniaritătile componentelor compensatorului automat şi analizează pe acestă bază problemele de precizie dinamică şi stabilitate. A. Melik Sahnazarov şi T. Aliev (U.R.S.S.) tratează problema compensatoarelor automate alimentate în curent alternativ, iar T. Kemény (R.P.U.) expune un compensator automat realizat pe bază de elemente statice.

D. M. Bishop (Anglia) atacă în comunicarea sa problema extrem de importantă a „Metodelor pentru determinarea performanţelor dinamice la aparatele de măsurat folosite în sistemele de reglare automată".

Y. Oshima şi N. Hayase (Japonia) expun un nou aparat pentru înregistrarea automată a caracteristicilor de frecvenţă pe bază de impulsuri rectangulare, iar S. Ohteru (Japonia) descrie un „Nou generator de funcţii histerezis". pe aceeaşi linie se înscrie şi comunicarea lui F. Lange (R.D.G.) privind „Folosirea dectectorului de corelaţie în tehnica măsurărilor şi automatică".

Un interes deosebit prezintă comunicarea prof. C. Penescu privind „Utilizarea convertorilor analog-numerici în reglarea sistemelor energetice". Reţinem de asemenea referatul prezentat în această secţie de A. D. Hasley (S.U.A.) prvind posibilitatea folosirii caracteristicilor de frecvenţă la încercarea transformatoarelor cu bandă largă de trecere.

Din comunicările prezentate în celelalte secţii reţinem în primul rînd lucrarea lui Gy. Stricker (R.P.U.) despre „Posibilitatea planificării instrumentaţiei (dotării cu aparate de măsurat n.r.) în condiţiile unei economii planificate", comunicările prezentate în secţia 226 privind aparatura şi metodica de încercare a dispozitivelor semiconductoare, comunicările din secţia 225 privind „Măsurarea puterii în sisteme trifazate cu ajutorul efectului Hall", „O nouă metodă pentru măsurarea factorului de putere" şi „Despre măsurarea permeabilităţii cu metode de indicare directă".

Se remarcă de asemenea comunicările prezentate în secţia 213 de Mano K. şi Matsumoto G. (Japonia): „Folosirea televiziunii pentru numărare", A. Ambrozy (R.P.U.): „Folosirea în industrie a unor dispozitive electronice de control statistic" şi Stotz J. K. (S.U.A.): „Rolul instrumentaţiei la încercările de zbor ale avioanelor".

Reţin de asemenea atenţia comunicările prof. B. Sochor (R.P.P.) privind „Problemele ştiinţifice şi tehnice ale termometriei termoelectrice" şi V. A. Pavlenko, M. D. Sutov (U.R.S.S.): „Aparate analitice moderne".

Remarcăm totodată interesul pe care l-au suscitat comunicările prezentate de specialiştii din R.P.R. ing. N. Racoveanu, ing. D. Pavelescu şi colaboratori, ing. P. Jakab şi colaboratori, ing. G. Gherba.

În ansamblu, lucrarea recenzată constituie o trecere în revistă extrem de valoroasă a unor rezultate recente şi tendinţe moderne din domeniul tehnicii măsurărilor şi construcţiei de aparate. Este regretabil că nu toate lucrările prezentate ating acelaşi nivel calitativ. În această direcţie ne asociem întrutotul părerilor expuse în şedinţa de închidere, privind necesitatea creşterii pe mai departe a exigenţei în selecţia lucrărilor prezentate.

Credem, că ar fi extrem de util, ca la viitoarele reuniuni (IMEKO 1964 — Stokholm) să se programeze în fiecare secţie comunicări de sinteză mai ample privind principalele rezultate obţinute în domeniul respectiv în perioada dintre reuniuni. Este de asemenea de dorit o încadrare mai consecventă a comunicărilor în secţii de specialitate şi un echilibru mai judicios între secţii. De exemplu probleme ca : calculul şi construcţia aparatelor, tehnologia construcţiei de aparate sau folosirea electronicii în construcţia de aparate, merită incontestabil o pondere mult sporită la viitoarele reuniuni.

De la viitoarele ediţii s-ar cere în acelaşi timp o stilizare mai îngrijită (îndeosebi la traduceri) şi o execuţie grafică mai aerată.

Aceste observaţii nu scad însă valoarea de ansamblu a lucrării, ea constituind incontestabil pe plan internaţional una din apariţiile cele mai remarcabile în domeniul tehnicii măsurărilor din ultimii ani, motiv pentru care o recomandăm călduros în atenţia specialiştilor. Remarcăm în paranteză, că Institutul de documentare tehnică a preluat în caietul selectiv „tehnica măsurării" traducerea integrală a anumitor comunicări din volumele menţionate.

U.W.

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 512.8 :621.396.14

MARINESCU, N., BARBU, E. и NECULA, N. :

Анализ некоторых расшифрователей и производных схем для генерирования некоторых кодов.

Automatica şi Electronica, 6 (1962) № 5, стр. 185—196

При помощи буленской алгебры изучаются различные коды, которые можно получать упрощением структурных формул некоторых расшифрователей.

ДК 621.372.5.001.24

TANASICIUC, C. и STĂNCIULESCU, F. :

К синтезу секвенционных бинарных схем.

Automatica şi Electronica, 6 (1962) № 5, стр. 197—203

После уточнения понятий комбинационной и секвенционной схем проводится аналогия между секвенциями и числами. Затем, указывается на роль, которую играют запоминание и ингибирование в синтезировании селективных схем. Далее излагаются некоторые эффективные методы синтезирования секвенционных бинарных селективных схем, иллюстрированные многими примерами.

ДК 621.372.6.001.24

COSTAKE, N. и LAZĂR, I. S. :

Метод синтеза логичных цепей без запоминания.

Automatica şi Electronica, 6 (1962) № 5, стр. 204—211

Применяя диаграммы Вейтча, авторы развивают метод синтеза логичных цепей без запоминания на основании логичных элементов НИ или логичных элементов И – ИЛИ – НЕ.

ДК 621.396.631.4 :621.314.63

NEGREANU, D. :

Устойчивость частоты транзисторного мультивибратора

Automatica şi Electronica, 6 (1962) № 5, стр. 211—215

Рассматриваются факторы, определяющие неустойчивость частоты транзисторного мультивибратора без устойчивости. Представляются схемы, улучшающие устойчивость частоты. Такая составленная схема обладает максимальной неустойчивостью в ± 1,25 % в области температур – 20° ... + 60°C и напряжений 9—15 в при изменении транзисторов и во времени.

ДК 621.317.443

EVGHENIDE, C., IACOB, I., IONĂSCUT, A. и SOCOL, S. :

Прибор для непрерывного измерения удельного веса мазута и нефтяных продуктов, проходящих по трубопроводам.

Automatica şi Electronica, 6 (1962) № 5, стр. 215—220

Излагается вид работы и построение прибора для непрерывного измерения удельного веса на основе взвешивания; прибор построен и подвержен испытанию авторами.

ДК 621.396.662.6

BODI, AL. :

Электронный переключатель с четырьмя каналами простой конструкции, разъединенный напряжением развертки.

Automatica şi Electronica, 6 (1962) № 5, стр. 220—222

Применяя новую систему переключения и минимальное число ламп с основными функциями, автор построил электронный переключатель с четырьмя каналами, разъединенный напряжением развертки.

ДК 535.33.071/072 : 621.383.5

DUMITRESCU, S. и HALPERN I. :

Прибор для спектрографического каротажа с электронным фотомультипликатором.

Automatica şi Electronica, 6 (1962) № 5, стр. 223—226

Излагается принцип работы прибора спектрографичекого каротажа, созданного автором, с применением сцинтилляционных счетчиков.

INHALTSVERZEICHNIS

DK 512.8 :621.396.14

MARINESCU, N., BARBU, E. und NECULA, N. :

Die Analyse einiger Entschlüssler und abgeleiteten Schaltungen für die Aufstellung der Codes

Automatica şi Electronica, **6** (1962) H. 5, S. 185—196

Mit Hilfe der Boolenalgebra werden verschiedene Codes studiert, die durch die Vereinfachung der Strukturformen einiger Entschlüssler erzielt werden können.

DK 621.372.5.001.24

TANASICIUC, C. und STĂNCIULESCU, F. :

Beiträge zur Synthese der binären Sequenzschaltungen

Automatica şi Electronica **6** (1962) H. 5, S. 197—203

Nach einer Darlegung der Begriffe einer Kombinational-Schaltung und einer Sequenzschaltung wird die Analogie zwischen Sequenz und Nummern eingeführt. Sodann w rd die Rolle der Speicherung und Inhibition in der Synthetisierung der Selektionsschaltungen unterstrichen. Fortfahrend werden einige wirksame Verfahren zur Synthese binärer selektiver Sequenzschaltungen an Hand zahlreicher Beispiele beschrieben.

DK 621.372.6.001.24

COSTAKE, N. und LAZĂR, I.S. :

Syntheseverfahren der speicherlosen logischen Schaltkreise

Automatica şi Electronica **6** (1962) H. 5, S. 204—211

Mit Hilfe der Veitsch-Diagramme haben die Verfasser ein Syntheseverfahren der speicherlosen logischen Schaltkreise auf Grund der logischen Elemente WEDER oder der logischen Elemente UND-ODER-NEIN entwickelt.

DK 621.396.631.4 :621.314.63

NEGREANU, D. :

Die Stabilität der Frequenz Transistor bestückter Multiplikatoren

Automatica şi Electronica, **6** (9162) H. 5, S. 211—115

Es werden die Faktoren analysiert, die die Frequenzschwankungen der unstabilen Transistor-Multiplikatoren bestimmen. Der Aufsatz enthält Schaltungen, die die Frequenzstabilität verbessern. Eine auf dieser Weise ausgearbeitete Schaltung weist eine Schwankung von höchstens ± 1,25% bei Temperaturen zwischen – 20° ... + 60°C und Spannungen von 9 – 15 V bei zeitgerechtem Austausch der Transistoren auf.

DK 621.317.443

EVGHENIDE, C., IACOB, I., IONĂSCUT, A. und SOCOL, S. :

Apparat zum kontinuierlichen Messen des spezifischen Gewichts des Erdöls und der Erdölerzeugnisse, die durch Rohrleitungen befördert werden

Automatica şi Electronica, **6** (1962) H. 5, S. 215—220

Der Aufsatz enthält eine Darlegung der Arbeits-und Bauweise des Apparats zum kontinuierlichen Messen des spezifischen Gewichts auf Grund der Wägung. Dieser Apparat wurde von den Verfassern gebaut und erprobt.

DK 621.396.662.6

BODI, AL :

Elektronischer Vierkanal-Schalter von einfacher Bauweise der mit Spülungsspannung ausgelöst wird

Automatica şi Electronica **6** (1962) H. 5, S. 220—222

Bei Verwendung eines neuen Schaltsystems mit einer Mindestzahl von Röhren mit Hauptfunktionen, gelang dem Verfasser einen elektronischen Vierkanal-Schalter zu bauen, der mit Kippspannung ausgelöst wird.

DK 535,33,071/072 :621.383.5

DUMITRESCU, S. und HALPERN, I. :

Vorrichtung zur spektrographischen Karrotage mit elektronischen Photovervielfacher

Automatica şi Electronica, **6** (1962), H. 5, S. 223—226

Es wird das Arbeitsprinzip eines von Verfassern entwickelten Apparats zur spektrographischen Karrotage beschrieben, der Flimmern-Zähler benutzt.

SOMMAIRE

CD 512.8 :621.396.14

MARINESCU, N., BARBU, E. et NECULA, N. :

L'analyse de certains décodeurs et des schémas dérivés pour générer certains codes

Automatica şi Electronica, **6** (1962) No. 5, p. 185—196

L'auteurs étudient à l'aide de l'algèbre de Boole, divers codes que l'on obtient en simplifiant les formules structurales de certains décodeurs.

CD 621.372.5.001.24

TANASICIUC, C. et STĂNCIULESCU, F. :

Contributions à la synthèse séquentielle binaire

Automatica şi Electronica, **6** (1962) No. 5, p. 197—203

Après avoir précisé les notions des schéma combinationnel et de schéma séquentiel l'article mentionne l'analogie entre les séquences et les nombres et souligne le rôle de la mémoire et de l'inhibition pour synthétiser les schémas de sélection. Pour démontrer la synthèse des schémas séquentiels binaires de sélection, l'auteur expose quelques méthodes efficientes, illustrées par de nombreux exemples.

CD 372.6.001.24

COSTAKE, N. et LAZĂR, I.S. :

Méthode de synthèse des circuits logiques sans mémoire

Automatica şi Electronica, **6** (1962) No. 5, p. 204—211

Les auteurs ont développé une méthode de synthèse des circuits logiques sans mémoire basée sur des éléments logiques NI ou des éléments logiques ET-OU-NON. On a utilisé des diagrammes VEITCH.

CD 621.396.631. :621.314.63

NEGREANU, D. :

La stabilité de la fréquence du multivibrateur à transistors

Automatica şi Electronica, **6** (1962) No. 5, p. 211—215

L'article analyse les facteurs qui déterminent l'instabilité de la fréquence des multivibrateurs stables à transistors. On présente les schémas qui peuvent améliorer la stabilité de fréquence. Un tel schéma présente une instabilité maximum de ±1,25% dans le domaine des températures − 20°...+60°C. et des tensions 9—15 V, au moment du changement de position des transistors ainsi que dans le temps

---

CD 621.317.443

EVGHENIDE, C., IACOB, I., IONĂŞCUT, A. et SOCOL, S. :

Appareil de mesure permanente du poids spécifique du naphte et des produits pétroliers transportés par pipe-line

Automatica şi Electronica, **6** (1962) No. 5, p. 215—220

On décrit le mode de fonctionnement et la fabrication de l'appareil de mesure permanente du poids spécifique, basé sur le pesage. L'appareil a été construit et expérimenté par les auteurs.

CD 621.396.662.6

BODI, AL. :

Commutateur électronique à quatre canaux simples declanché par la tension de balayage

Automatica şi Electronica, **6** (1962) No. 5, p. 220—222

L'auteur a construit un commutateur électronique à quatre canaux déclanché par la tension de balayage, en utilisant un nouveau système de commutation et un nombre minimum de tubes à fonctions principales.

CD 535.33.071/072 : 621.383.5

DUMITRESCU, S. et HALPERN, I. :

Dispositif de carottage spectroprahique à photomultiplicateur

Automatica şi Electronica **6** (1962) No. 5, p. 223—226

Les auteurs ont construit un appareil de carottage spectrographique en utilisant des compteurs à scintillation. L'article expose le principe de fonctionnement de l'appareil.

CONTENTS

DC 512.8 :621.396.14

MARINESCU, N., BARBU, E. and NECULA, N. :

Analysis of some decoders and of the diagrams derived for gene ating some codes

Automatica şi Electronica, **6** (1962) No. 5, p. 185—196

Various codes obtainable by simplifying the structural formulas of some decoders are investigated by applying the Boole's algebra.

DC 621.372.5.001.24

TANASICIUC, C. and STĂNCIULESCU, F. :

Contributions of the synthesis of binary sequential diagrams

Automatica şi Electronica, **6** (1962) No. 5, p. 197—203

After establishing the notions of the combinational diagram and of the sequential diagram the authors apply the analogy between sequences and numbers. The role played by memory and inhibition in the synthesis of selection diagrams is also mentioned. The article continues by presenting some efficient synthesis methods of binary sequential selection diagrams, illustrated by numerous examples.

DC 621.372.6.001.24

COSTAKE, N. and LAZĂR, I. S. :

Synthesis method of logical circuits without storage

Automatica şi Electronica, **6** (1962) No. 5, p. 204—211

By applying the Veitch Diagram, the authore evolved a synthesis method of logical circuits without storage, based upon logical NEITHER elements or logical AND-OR-NO elements.

DC 621.396.51314 :621.314.63

NEGREANU, D. :

Transistor multivibrator frequency stability

Automatica şi Electronica, **6** (1962) No. 5, p. 211—215

The author investigates the factors which determine the non-stability frequency of a non-stable transistor multivibrator. Some diagrams used for improving the frequency stability are included in the article. The diagrams present a maximum non-stability of ± 1,25 % in a temperature zone of − 20°C...+60°C and a voltage of 9—15 V, after position changing of the transistors and in time.

DC 621.317.443

EVGHENIDE, C., IACOB, I., IONĂŞCUT, A., and SOCOL, S. :

Specific weight continuous measuring device for pipe-line transported naphta and petroleum products.

Automatica şi Electronica, **6** (1962), No. 5, p. 215—220

Operating method and construction of a specific weight continuous measuring device based upon weighing, manufactured and tested by the authors.

DC 621.396.662.6

BODI, AL. :

Electronic charge-over switsch with four simply built canals released by sweeping voltage

Automatica şi Electronica, **6** (9162) No. 5, p. 220—222

Using one new switsching system and one minimum number of electronic tubes with main functions, the author has built one electronic charge-over switsch, released by sweeping voltage.

DC 535.33.071/072 : 621.383.5

DUMITRESCU, S. and HALPERN, I. :

Spectrographical coring device with photomultiplier

Automatica şi Electronica, **6** (1962) No. 5, p. 223—226

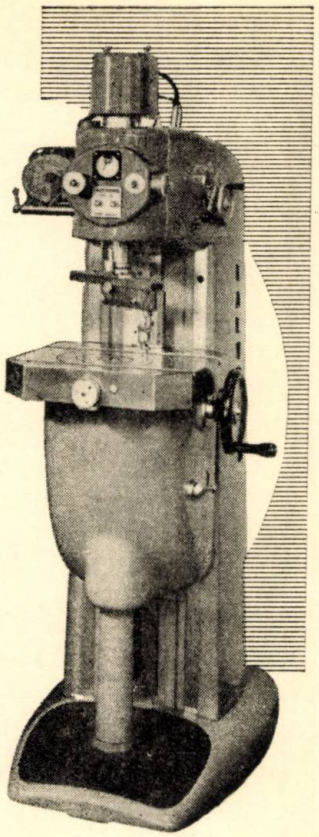
Operating principle of a spectrographical coring device with scintillation counter, worked out by the authors.

ORSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁR DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONTI

TAYLOR-HOBSON

„TALYROND" – Model 50

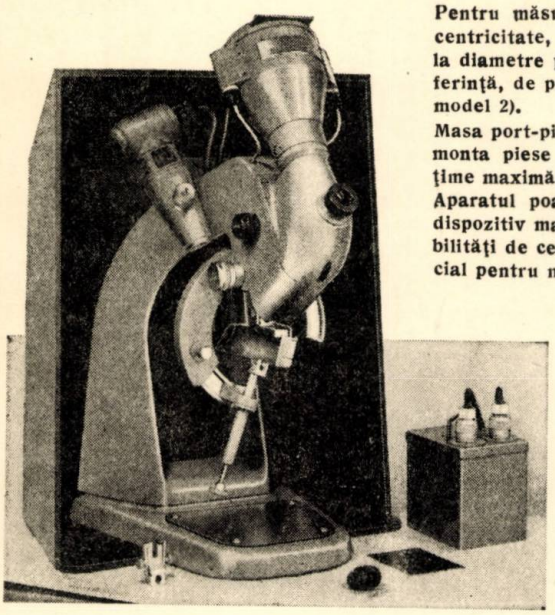
APARAT PENTRU MĂSURAREA ABATERILOR DE LA CIRCULARITATE ŞI CONCENTRICITATE



Pentru măsurarea abaterilor de la circularitate şi concentricitate, în cazul unei măriri radiale pînă la 10 000 x la diametre pînă la 355 mm, se foloseşte un dorn de referinţă, de precizie (folosit şi la aparatul „TALYROND"— model 2).

Masa port-piesă este astfel concepută încît să se poată monta piese cu o greutate pînă la 68 kg, avînd o înălţime maximă de gabarit de 254 mm.

Aparatul poate fi prevăzut cu următoarele accesorii: dispozitiv magnetic pentru fixarea piesei, masă cu posibilităţi de centrare şi aşezare orizontală, dispozitiv special pentru mărire de 20 000 x.



Microscop pentru palete de turbină

MICROSCOP PENTRU PALETE DE TURBINĂ X 20

Aparatul este un microscop cu grosismentul 20 x pentru controlul bordurilor de atac şi de fugă ale paletelor de turbină. La acest grosisment se pot observa în bune condiţii abateri de 0,025 mm, atunci cînd imaginea este optic suprapusă peste desenul de referinţă.

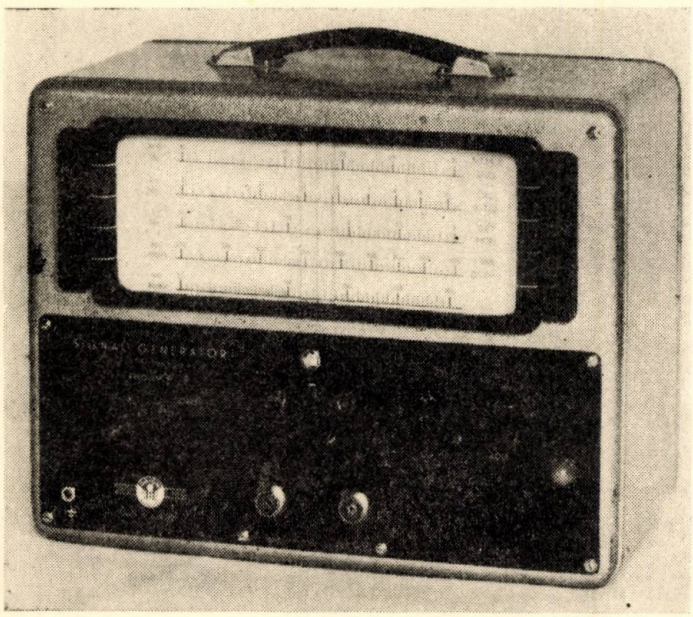
Aparatul este prevăzut cu port-piesă corespunzător şi cu dispozitiv de reglare optică.

TALYROND — Model 50

THE RANK ORGANISATION
RANK TAYLOR HOBSON DIVISION
STOUGHTON STREET · LEICESTER · ENGLAND

GENERATOR DE SEMNALE INDUSTRIALE

Tipul (1166) TR-0501



Acest aparat se deosebeşte de generatoarele de semnale obişnuite sub două aspecte.

Pe de o parte, el poate fi folosit şi ca undametru heterodină, pe de altă parte, în interiorul aparatului se află un oscilator de etalonare separat.

Gama frecvenţelor: de la 100 kHz la 30 MHz în cinci benzi.

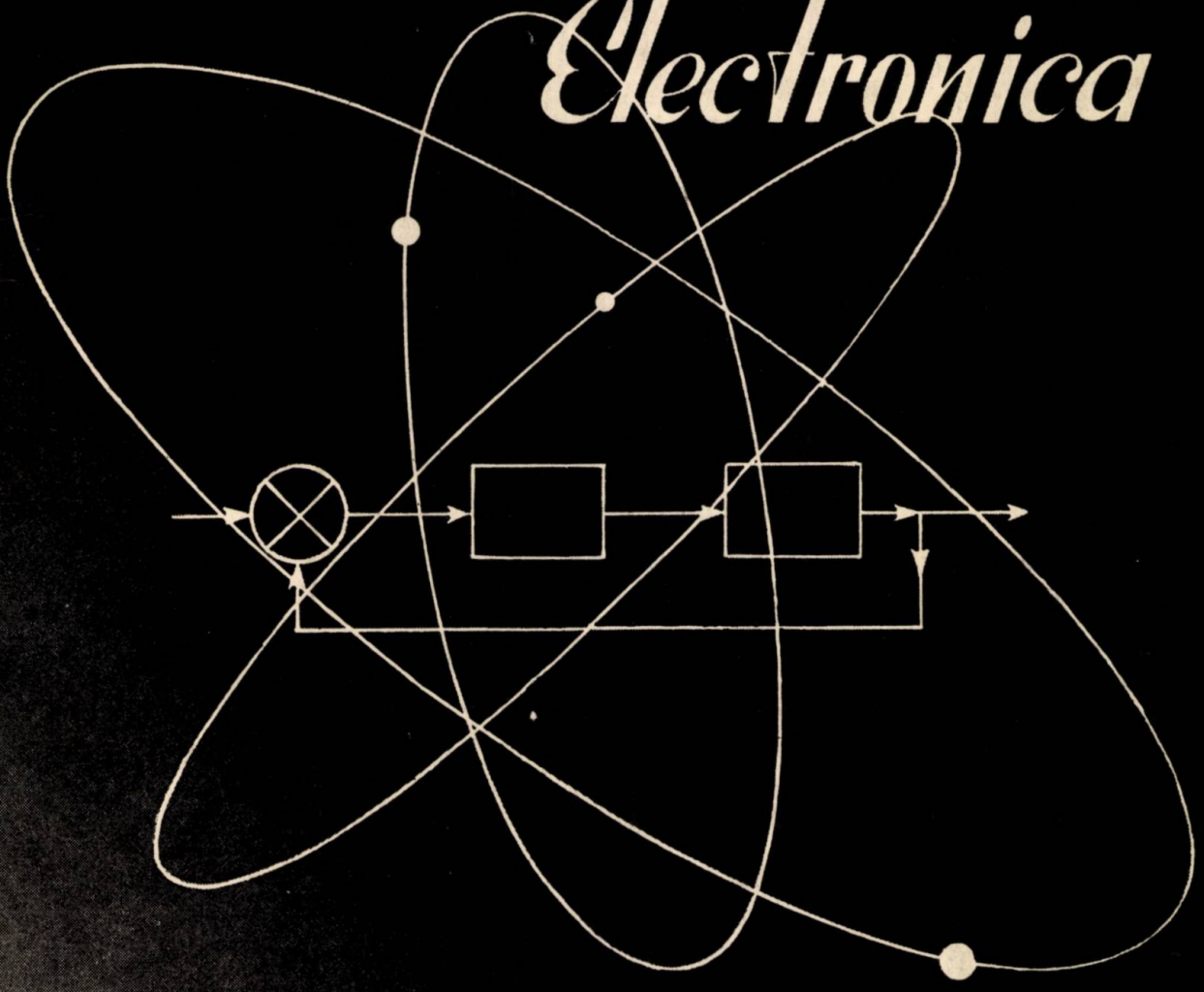
Exportă:

METRIMPEX

SOCIETATE UNGARĂ PENTRU COMERŢUL EXTERIOR DE INSTRUMENTE

Adresa poştală: Budapesta 62. • Căsuţa Poştală 202. • Republica Populară Ungară
Adresa telegrafică: INSTRUMENT BUDAPEST

Automatica și Electronica



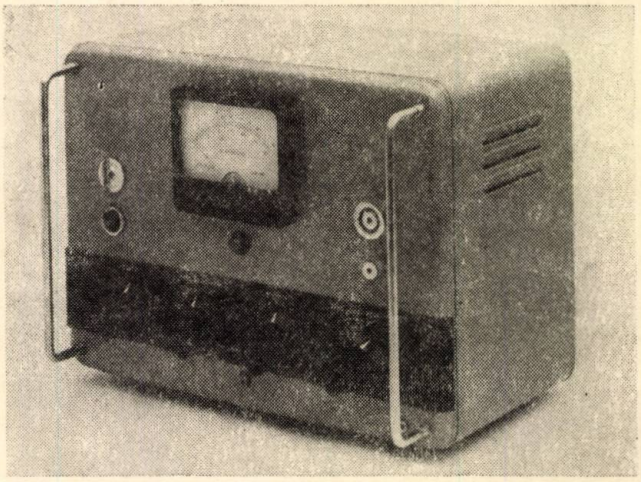
E 2551

VOL. 6
1962
Nr. 6
NOIEMBRIE
DECEMBRIE
P. 233 — 280
BUCUREȘTI

ELECTROMETRU ELECTRONIC

Tipul (2517/M) TR–1501

VOLTMETRU CU TUB PENTRU CURENT CONTINUU ŞI CU REZISTENŢĂ MARE DE INTRARE, ETALONAT DIRECT PENTRU MĂSURAREA MILIVOLŢILOR ŞI A MICROAMPERILOR, DESTINAT MĂSURĂRII CURENŢILOR DE IONIZARE ŞI RIDICĂRII CURBELOR DE SARCINĂ ŞI DE DESCĂRCARE A CONDENSATOARELOR.



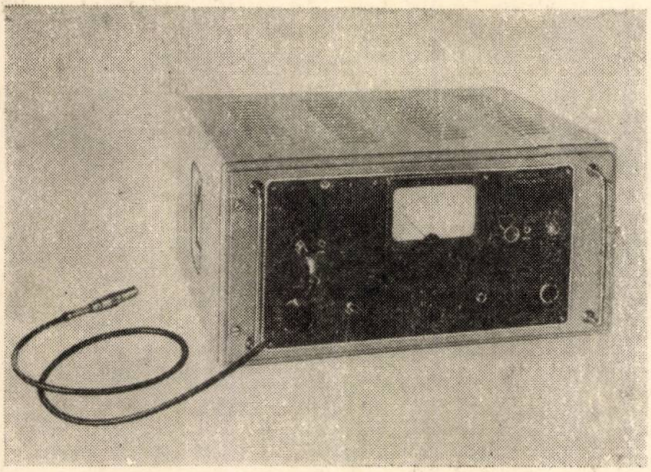
Exportă:

METRIMPEX

ÎNTREPRINDERE UNGARĂ DE COMERŢ EXTERIOR PENTRU PRODUSELE INDUSTRIEI DE INSTRUMENTE

Adresa: BUDAPEST 62, CĂSUŢA POŞTALĂ 202, REPUBLICA POPULARĂ UNGARĂ
Adresa telegrafică: INSTRUMENT BUDAPEST

VOLTMETRU CU TUBURI ŞI AMPLIFICATOR DE MĂSURĂ DE MARE SENSIBILITATE



Tipul (1316) TR-1201

Aparat pentru măsurarea tensiunilor joase ale amplificatoarelor IF şi ale instalaţiilor de transmisiune. Etajul său amplificator poate fi de asemenea folosit ca amplificator de măsură.

Gama măsurilor: de la 30 μ V la 100 V, în 12 benzi.
Gama frecvenţelor: de la 8 Hz la 600 kHz.

Exportă:

METRIMPEX

SOCIETATE UNGARĂ PENTRU COMERŢUL EXTERIOR DE INSTRUMENTE

Adresa poştală: Budapesta 62 ● Căsuţa Poştală 202 ● Republica Populară Ungară
Adresa telegrafică: INSTRUMENT BUDAPEST

E 2551

Automatica și Electronica

Vol. 6 (1962) nr. 6 (noiembrie-decembrie), p. 233—280

CUPRINS

CZ 621.365.3.078.03 : 621—523.3

DUMITRESCU, ST.:

Studiul analitic al dinamicii cuptoarelor tubulare de radiații cu un singur circuit.

Automatica și Electronica, **6** (1962) nr. 6, p. 233—238

Se deduc funcțiile de transfer ale cuptoarelor tubulare de radiație cu un singur circuit în ipoteza parametrilor concentrați. De asemenea, pe baza acestui exemplu concret se poate desprinde metodica conform căreia se poate aborda studiul analitic de primă aproximație al unor obiecte industriale complexe.

CZ 621.398 : 621.395.34

DUMA, M., VÎLCOV, L., STEINER, M.:

Metode de selecție utilizate în sisteme de telemecanică pentru obiecte dispersate.

Automatica și Electronica, **6** (1962) nr. 6, p. 239—242

Se expun metodele de selecție a obiectelor dispersate într-un sistem de telemecanică, combinarea acestor metode în scopul realizării unui sistem perfecționat complex, precum și separarea semnalelor de selecție de cele telemecanice.

CZ 621.396.692.9.072.6.001.24

CSERVENY, I.:

Calculul rezistențelor de statism pentru traductoarele de frecvență.

Automatica și Electronica, **6** (1962) nr. 6, p. 243—246

Se prezintă o metodă de calcul pentru determinarea rezistențelor de statism la regulatoarele de frecvență.

CZ 537.311.33 : 537.314 : 621.382.11

DRĂGĂNESCU, M., VĂTĂȘESCU, A.:

Asupra capacităților de difuzie ale dispozitivelor semiconductoare.

Automatica și Electronica, **6** (1962 nr. 6, p. 246—250

Se examinează posibilitatea calculului capacității de difuzie a unui dispozitiv semiconductor prin cuncașterea sarcinilor de purtători minori tari înmagazinate în regim staționar.

CZ 621—523 : 612.813

NICOLAU, EDM., BĂLĂCEANU, C.:

Contribuții la cibernetica neuronului.

Automatica și Electronica, **6** (1962) nr. 6, p. 251—257

CZ 621.317.443 : 538.248

GHELFAN, P.:

Magnetometru de inducție pentru determinarea micilor magnetizări remanente.

Automatica și Electronica, **6** (1962) nr. 6, p. 258—262

CZ 621.396.615.14.072.6 : 621.385.16

PASCARU, I.:

Stabilizarea frecvenței unui oscilator cu clistron.

Automatica și Electronica, **6** (1962) nr. 6, p. 263—265

CZ 621.944—523.3

COJOCARU, E., CIOVICĂ, D., IOSIPESCU, A.:

Instalație de comandă automată a unui laminor de tablă subțire.

Automatica și Electronica, **6** (1962) nr. 6, p. 266—271

CZ 621.375.001.57

TARNAVSCHI, V. S.:

Precizia amplificatoarelor operaționale.

Automatica și Electronica, **6**, (1962), nr. 6, p. 272—277

TYPE 8

Noua cameră de televiziune EMI ieftină, în circuit închis

◆ Livrată complet cu lentile (1″: f 1,9) şi tub video conic ◆ foloseşte numai tranzistori ◆ construcţie compactă ◆ nu este necesar un generator separat ◆ baterie de 12 V sau curent alternativ de 200—250 V, 120—125 V ◆ lucrează cu receptori standard de televiziune ◆ numai 3 comenzi simple ◆ 405, 525 sau 625 linii standard ◆ greutatea de 4,5 kg; dimensiuni 25 x 18 x 13 cm.

EMI

EMI ELECTRONICS LTD · HAYES · MIDDX
ANGLIA — TELEFON: HAYES 3888
TELEGRAMĂ: EMIDATA, LONDON TELEX: · 22417

Automatica și Electronica

REVISTĂ TEHNICO-ȘTIINȚIFICĂ DE AUTOMATICĂ, ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ ȘI TEHNICĂ NUCLEARĂ

ORGAN AL MINISTERULUI METALURGIEI ȘI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN R.P.R.

Vol. VI (pag. 233–280) Nr. 6, noiembrie - decembrie București, 1962

ORSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁR DOKUMENTÁCIÓS OSZTÁLY

Ing. STELIAN DUMITRESCU
Candidat în științe tehnice

Studiul analitic al dinamicii cuptoarelor tubulare de radiație cu un singur circuit din industria petrochimică

Introducerea tehnicii noi în conducerea automată a instalațiilor petrolifere necesită o profundă cunoaștere a acestor instalații industriale ca instalații automatizate. Această cunoaștere se poate realiza numai printr-o îmbinare armonioasă a studiului experimental cu cel analitic.

După cum se știe, instalațiile tehnologice sînt alcătuite din mai multe aparate tehnologice. Reiese că o bună cunoaștere a instalațiilor tehnologice nu se poate face decît pe baza cunoașterii corespunzătoare a aparatelor tehnologice care o constituie.

În comparație cu metodele de studiu experimentale, metodele analitice au marele avantaj de a descoperi influența elementelor constructive și a parametrilor de regim asupra proprietăților și caracteristicilor aparatului tehnologic studiat.

În cazul studiului aparatelor tehnologice complexe metodele analitice au și ele dezavantajul de a fi foarte greoaie. Se obțin ecuații diferențiale foarte complicate a căror rezolvare implică greutăți excepționale. Apare necesitatea unor ipoteze simplificatoare.

Luînd în considerare particularitățile de lucru ale cuptoarelor tubulare și ale altor aparate tehnologice din industria prelucrătoare de petrol, parametrii cărora variază în limite destul de strînse, putem trage concluzia ca metoda „micilor abateri" în cazul de față este aplicabilă și prin urmare ne putem folosi de ecuațiile modelului liniarizat al obiectului dat, simplificînd astfel rezolvarea sistemului inițial de ecuații diferențiale.

În această lucrare se propune o metodă cu ajutorul căreia se pot deduce pe cale analitică funcțiile de transfer ale aparatelor tehnologice complexe cu parametri concentrați.

Făcînd o serie de ipoteze simplificatoare, această metodă poate fi extinsă și la o serie de aparate tehnologice cu parametri distribuiți, însă funcțiile de transfer deduse astfel reflectă cu mai puțină precizie aspectul real al fenomenelor.

Dacă se iau în considerație dificultățile extrem de mari în deducerea funcțiilor de transfer plecînd de la ipoteza parametrilor distribuiți, dat fiind simplitatea ei și precizia suficientă pentru practică, această metodă se arată a fi foarte promițătoare.

Conform acestei metode, aparatul tehnologic, adică elementul cu parametrii distribuiți urmează să fie tratat ca o serie de elemente structurale cu parametri concentrați funcțional legate între ele. Legătura funcțională va reieși din analiza bilanțului energetic și a bilanțului de materiale (schimb de mase) stabilite pentru condițiile de lucru cele mai caracteristice ale elementului dat. Cu alte cuvinte revine a spune că elementul studiat imaginar se împarte într-o serie de elemente aperiodice de ordinul întîi pe care le vom numi pe scurt „capacități".

Această împărțire în capacități componente presupune o bună cunoaștere a elementului dat din punct de vedere tehnologic. Pot fi grupate într-o capacitate acele părți din elementul dat care sînt capabile de a primi, acumula și ceda energie sau substanță după legi calitativ asemănătoare și care fiind grupate la un loc sînt despărțite de restul mediului prin suprafețe delimitative.

Așadar urmează să se studieze procesele de schimb de energie și procesele de schimb de substanțe atît înăuntrul fiecărei „capacități" cît și în special la granița ei cu „capacitățile" vecine. Acum fiecare „capacitate" poate fi privită ca un element component de sine stătător fiind caracterizat de către mai multe mărimi de intrare și mărimi de ieșire. Schimbarea oricărei mărimi de intrare față de condițiile de regim poate fi privită ca perturbare, care după cum se știe duce la modificarea

valorii mărimilor de ieşire ale „capacităţii" date.

Ecuaţiile funcţiilor de transfer ale fiecărei „capacităţi" componente pot fi deduse uşor din ecuaţiile bilanţului energetic şi de materiale stabilit pentru regimul tranzitoriu. Dispunînd de aceste ecuaţii, care formează un sistem unitar, se poate alcătui tabloul general al „structurii" elementului complex dat.

Acest sistem de ecuaţii se poate rezolva în raport cu orice coordonată (perturbare), de pildă cu metoda Cramer şi astfel se obţin funcţiile de transfer ce ne interesează.

Cuptorul tubular ca element automatizat

Cuptorul tubular este un element complex cu mai multe mărimi de intrare. Principalii factori perturbatori care pot influenţa asupra mersului cuptorului tubular şi care pot fi luaţi drept mărimi de intrare sînt următorii.

I. *Factori perturbatori externi*:

1. Din partea alimentării cu combustibil. *a*) schimbarea debitului de combustibil ΔG_c; *b*) schimbarea presiunii din linia de alimentare cu combustibil gazos Δp_c; *c*) schimbarea tipului de combustibil sau a căldurii lui de ardere Δq_c; *d*) schimbarea debitului de abur pentru pulverizarea combustibilului ΔG_{ab} ş.a.

2. Din partea materialului încălzit: *a*) schimbarea debitului de material încălzit ΔG_m; *b*) schimbarea temperaturii de intrare a acestuia Δt_{im}; *c*) schimbarea naturii materialului încălzit sau a indicilor lui termodinamici ΔC_m; *d*) schimbarea presiunii din sistem Δp_m ş.a.

3. Din partea aerului pentru ardere: *a*) schimbarea temperaturii aerului Δt_{ia}; *b*) schimbarea debitului acestuia, respectiv schimbarea coeficientului de exces de aer ΔG_a; *c*) schimbarea umidităţii aerului ΔU_a ş.a.

4. Din partea mediului înconjurător: *a*) schimbarea temperaturii mediului ambiant Δt_0; *b*) schimbarea tăriei şi direcţiei vîntului ΔF_v ş.a.

II. *Factori perturbatori interni*:

a) schimbarea lungimei şi direcţiei flăcării ΔL_f; *b*) schimbarea presiunii din focar provocată de prezenţa orificiilor sau crăpăturilor care modifică admisia aerului secundar ş.a.

Principala mărime de ieşire şi în acelaşi timp mărime reglată este temperatura materialului încălzit la ieşirea din cuptor. Dar acest parametru singur nu poate defini starea materialului încălzit la ieşirea din cuptor. Este nevoie a mai şti care este fracţia vaporizată X (cantitatea vapori/total cantitate material) la acea temperatură, iar acest raport X este funcţie atît de temperatură cît şi de presiune şi de natura materialului încălzit.

Dacă natura materialului încălzit nu se schimbă, atunci $X = f(t_{em}, p_{em})$ iar dacă presiunea la ieşirea din cuptor se păstrează constantă, atunci $X = f(t_{em})$.

În cele ce urmează, cuptorul tubular va fi privit ca element automatizat cu o singură mărime de ieşire — temperatura.

Este foarte important a cunoaşte reacţia, adică schimbarea temperaturii produselor de ardere la prag la apariţia factorilor perturbatori arătaţi mai sus.

Redăm mai jos în figura 1 schema simplificată a unui cuptor tubular de radiaţie cu un singur circuit.

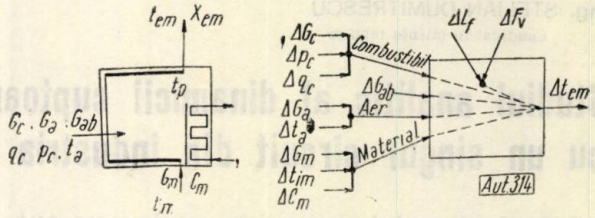


Fig. 1. Schema simplificată a unui cuptor de radiaţie cu un singur circuit.

Schema transmisiei energiei calorice în cuptorul tubular de radiaţie

Pentru simplificarea calculelor se fac următoarele ipoteze simplificatoare:

a) temperatura flăcării şi a produselor de ardere se presupune a fi aceeaşi în toate punctele camerei de radiaţie şi egală cu o valoare medie t_f;

b) între temperatura medie a focarului t_f şi temperatura produselor de ardere ce trec pragul t_p există proporţionalitate aşa încît una poate fi exprimată cu ajutorul celeilalte $t_p = nt_f$ unde $n < 1$;

c) temperatura ecranului de tuburi variază de-a lungul serpentinei, însă în calcule se adoptă o temperatură medie a acestuia t_T;

d) toate elementele cuptorului capabile de a primi, înmagazina şi ceda energie calorică sînt grupate în patru „capacităţi": „capacitatea" produselor de ardere, „capacitatea" ecranului de tuburi, „capacitatea zidăriei şi „capacitatea" materialului încălzit;

e) deşi viteza de circulaţie prin serpentină a materialului încălzit ca şi coeficientul de transmisie a căldurii (tensiunea termică) au valori zonale în calcule, se adoptă valori medii ale acestora stabilite pentru regimul staţionar;

f) în calculul transmisiei căldurii prin radiaţie de la produsele de ardere la ecranul de tuburi şi la zidărie se adoptă o suprafaţă imaginară: H_T — suprafaţa neagră echivalentă a ecranului de tuburi şi H_z — suprafaţa neagră echivalentă zidăriei; aceste suprafeţe constituie la un loc caracteristica geometrică a camerei de radiaţie;

g) se neglijează rezistenţa termică de conductibilitate a pereţilor tuburilor prin care circulă materialul de încălzit;

h) în limitele micilor abateri de la regimul normal de lucru al cuptorului se consideră că randamentul acestuia rămîne neschimbat.

În baza acestor ipoteze şi în baza analizei funcţionării cuptorului sub aspect energetic şi tehnologic în figura 2 este redată schema simplificată a mecanismului transmisiei căldurii în camera de radiaţie a cuptorului tubular.

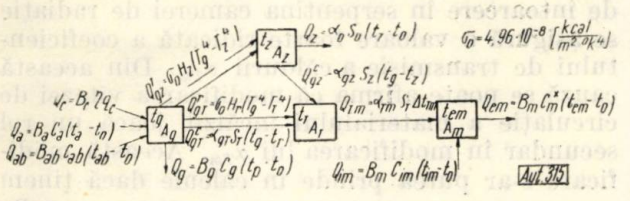


Fig. 2. Schema simplificată a mecanismului de transmisie a căldurii în cuptorul tubular de radiaţie.

În această schemă se folosesc următoarele notaţii: G — debit; t — (T) — temperatura; Q — debit caloric; α — coeficient de cedare a căldurii; c — capacitate termică (căldura specifică); c^* — capacitate termică specifică medie de calcul în care se include şi căldura latentă de vaporizare (sau de reacţie) ce revine pe 1°C variaţie de temperatură; R — coeficient de rezistenţă; A — coeficient de capacitate (acest coeficient A exprimă cantitatea de căldură necesară pentru a modifica temperatura „capacităţii" respective cu 1°C); S — suprafaţa de schimb de căldură; D — debit adimensional (fracţie din debitul de bază); θ — temperatura adimensională. De asemenea în această lucrare se vor mai folosi următoarele notaţii: τ — timpul; T — constanta de timp; k — coeficient de transfer; w — viteza de circulaţie; s — operator Heaviside; $Y(s)$ funcţie de transfer. În fine, în această lucrare se folosesc următorii indici: i — intrare; e — ieşire; p — prag; c — combustibil; a — aer; z — zidărie; t — ecran de tuburi; ab — abur; m — material încălzit; g — produse de ardere; b — indică valoarea adoptată ca bază; o — indică condiţia de referinţă. În cadrul notaţiilor indicii se pot cumula, de exemplu: t_{em} — temperatura de ieşire a materialului.

Analiza capacităţilor componente ale cuptorului

Analiza „capacităţii" produselor de ardere în cuptor

Urmărind figura 2 ecuaţia de bilanţ termic pentru regimul nestaţionar se poate scrie sub forma:

$$Q_c\,d\tau + Q_a\,d\tau + Q_{ab}\,d\tau = Q^r_{gT}\,d\tau + Q^c_{gT}\,d\tau + Q^r_{gz}\,d\tau + Q^c_{gz}\,d\tau + Q_g\,d\tau + A_g\,dt_g$$

$$F_1\left[\frac{dt_g}{d\tau}, t_g, B_c, q_c, B_a, t_a, t_T, t_z, B_{ab}\right]_0 = A_g\frac{dt_g}{d\tau} - B_c\,q_c\,\eta - B_a\,c_a\,(t_a - t_0) - B_{ab}\,C_{ab}\,(t_{ab} - t_0) + \sigma_0 H_T(T_g^4 - T_T^4) + \alpha_{gT} S_T (t_g - t_T) - \sigma_0 H_z (T_g^4 - T_z^4) + \alpha_{gz}\,S_z\,(t_g - t_z) + (B_c + B_a + B_{ab})\,c_g\,(t_p - t_0) = 0.$$

Vom considera valorile parametrilor de regim drept valori de referinţă (condiţii iniţiale nule) apoi vom deduce ecuaţia modelului liniarizat, adică ecuaţia diferenţială liniară, în creşteri.

$$\left[\frac{\partial F_1}{\partial\,dt_g}\right]_0 = A_g;\quad \left[\frac{\partial F_1}{\partial t_g}\right]_0 = 4\sigma_0\,T_g^3(H_T + H_z) + \alpha_{gT}\,S_T + \alpha_{gz}\,S_z + (B_c + B_a + B_{ab})\,c_c = \frac{1}{R_g};$$

$$\left[\frac{\partial F_1}{\partial B_c}\right]_0 = -\eta q_c + c_g\,(t_p - t_0) = -N_{Dc};$$

$$\left[\frac{\partial F_1}{\partial B_a}\right]_0 = -c_a\,(t_a - t_0) + c_g\,(t_p - t_0) = N_{Da};$$

$$\left[\frac{\partial F_1}{\partial q_c}\right]_0 = -B_c\,\eta = -N_q;\quad \left[\frac{\partial F_1}{\partial t_a}\right]_0 = -B_a\,c_a = -N_{\theta a};$$

$$\left[\frac{\partial F_1}{\partial t_0}\right]_0 = -(4\sigma_0\,H_T\,T_g^3 + \alpha_{gT}\,S_T) = -N_{Tg};$$

$$\left[\frac{\partial F_1}{\partial t_z}\right]_0 = -(4\sigma_0\,H_z\,T_z^3 + \alpha_{gz}\,S_z) = -N_{zg};$$

$$\left[\frac{\partial F_1}{\partial B_{ab}}\right]_0 = -c_{ab}\,(t_{ab} - t_0) + c_g\,(t_p - t_0) = N_{Dab};\quad \left[\frac{\partial F_1}{\partial \ldots}\right]_0 = \ldots$$

$$A_g\frac{d}{d\tau}\Delta t_g + \frac{\Delta t_g}{R_g} = N_{Dc}\,\Delta B_c + N_q\,\Delta q_c - N_{Da}\,\Delta B_a + N_{\theta a}\,\Delta t_a + N_{Tg}\,\Delta t_T + N_{zg}\,\Delta t_z - N_{Dab}\,\Delta B_{ab} + \ldots$$

Aducem această ecuaţie la forma adimensională adoptînd următoarele mărimi adimensionale:

$$\frac{\Delta t_g}{t_b} = \theta_g;\quad \frac{\Delta t_a}{t_b} = \theta_a;\quad \frac{\Delta t_T}{t_b} = \theta_T;\quad \frac{\Delta t_z}{t_b} = \theta_z;$$

$$\frac{\Delta B_c}{B_{cb}} = D_c;\quad \frac{\Delta B_a}{B_{ab}} = D_a;\quad \frac{\Delta q_c}{q_{cb}} = \vartheta_c;\quad \frac{\Delta B_{ab}}{B_{abb}} = D_{ab}.$$

$$A_g\,R_g\frac{d}{d\tau}\theta_g + \theta_g = \frac{R_g N_{Ic} B_{cb}}{t_b} D_c + \frac{R_g\,N_q\,q_{cb}}{t_b}\vartheta_c - \frac{R_g N_{Da} B_{ab}}{t_b} D_a - \frac{R_g\,N_{Iab}\,B_{abb}}{t_b} D_{ab} + R_g\,N_{\theta a}\,\theta_a + R_g\,N_{Tg}\,\theta_T + R_g\,N_{zg}\,\theta_z + \ldots$$

Însemnăm membru de lîngă $\frac{d}{d\tau}\theta_g$ prin $\overline{T}_g$, cel de lîngă D_c prin k_{Dc}, cel de lîngă ϑ_c prin k_q, cel de lîngă D_a prin k_{Da}, cel de lîngă D_{ab} prin k_{Dab}, cel de lîngă θ_a prin $k_{\theta a}$, cel de lîngă θ_T prin k_{Tg} iar cel de lîngă θ_z prin k_{zg}, ş.a.m.d.

Acum avem:

$$\overline{T}_g\frac{d}{d\tau}\theta_g + \theta_g = k_{Dc}\,D_c + k_q\,\vartheta_c - k_{Da}\,D_a - k_{Dab}\,D_{ab} + k_{\theta a}\,\theta_a + k_{Tg}\,\theta_T + k_{zg}\,\theta_z + \ldots =$$

În raport cu inerția mare a cuptorului întîrzierile de transport ale acestei capacități sînt foarte mici de aceea le neglijăm.

Este mai comod a scrie ecuația de mai sus în formă operațională, aplicînd transformarea Laplace.

$$(\overline{T}_g s+1)\,\theta_g(s) = \pm k_{Dc} D_c(s) \pm k_q \vartheta_c(s) \mp k_{Da} D_a(s) \mp k_{Dab} D_{ab}(s) \pm k_{\theta a}\theta_a(s) \pm k_{Tg}\theta_T(s) \pm k_{zg}\theta_z(s).$$

Structura acestei capacități este reprezentată în figura 3.

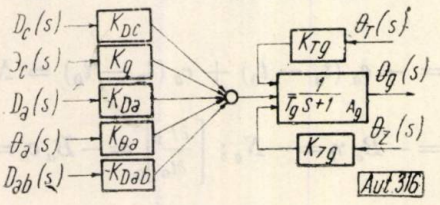


Fig. 3. Schema structurală a „capacității" produselor de ardere.

Analiza „capacității" zidăriei.

Ecuația bilanțului termic pentru regimul nestaționar:

$$Q^r_{gz}\,d\tau + Q^c_{gz}\,d\tau = Q_{zT}\,d\tau + Q_z\,d\tau + A_z\,dt_z$$

$$F_2\left[\frac{dt_z}{d\tau}, t_z, t_g, t_T\right]_0 = A_z\frac{dt_z}{d\tau} - \sigma_0 H_z(T_g^4 - T_z^4) -$$

$$- \alpha_{gz} S_z(t_g - t_z) + \alpha_{zT} S_T(t_z - t_T) + \alpha_0 S_0(t_z - t_0) = 0.$$

În calculul coeficientului de capacitate al zidăriei A_z trebuie avut în vedere că numai un strat superficial al acesteia de 3–5 mm se găsește la temperatura t_z și că numai acesta participă efectiv la schimbul de căldură cu mediul din interiorul cuptorului.

Ecuația modelului liniar în creșteri va fi:

$$\left[\frac{\partial F_1}{\frac{\partial dt_z}{d\tau}}\right]_0 = A_z;\quad \left[\frac{\partial F_2}{\partial t_z}\right]_0 = 4\sigma_0 H_z T_z^3 + \alpha_{gz} S_z +$$

$$+ \alpha_{zT} S_T + \alpha_0 S_0 = \frac{1}{R_z};$$

$$\left[\frac{\partial F_2}{\partial t_g}\right]_0 = -(4\sigma_0 H_z T_g^3 + \alpha_{gz} S_z) = -N_{gz};$$

$$\left[\frac{\partial F_2}{\partial t_T}\right]_0 = -\alpha_{zT} S_T = -N_{Tz};$$

$$A_z\frac{d}{d\tau}\Delta t_z + \frac{\Delta t_z}{R_z} = N_{gz}\Delta t_g + N_{Tz}\Delta t_z.$$

Scriem această ecuație în forma adimensională și operațională

$$(\overline{T}\,s+1)\,\theta_z(s) = k_{gz}\,\theta_g(s) + k_{Tz}\,\theta_T(s)$$

unde:

$$\overline{T}_z = A_z R_z;\quad k_{gz} = R_z N_{gz};\quad k_{Tz} = R_z N_{Tz}.$$

Analiza „capacității" ecranului (serpentinei) de țevi.

În serpentina camerei de radiație are loc vaporizarea parțială a materialului încălzit. Datorită acestui fenomen ca și fenomenului de mare turbulență realizat în numeroasele coturi de întoarcere în serpentina camerei de radiație se asigură o valoare foarte ridicată a coeficientului de transmisie a căldurii α_{Tm}. Din această cauză se poate afirma că modificarea vitezei de circulație a materialului încălzit joacă un rol secundar în modificarea lui α_{Tm}. Această modificare s-ar putea prinde în calcule dacă ținem seama că $\alpha_{Tm} = f(\mathrm{Re})$, $\mathrm{Re} = f, (w_m)$ iar $w_m = \frac{B_m}{s_T}$ dar această complicație este nejustificată.

Avînd în vedere că creșterea temperaturii materialului încălzit de-a lungul serpentinei nu este liniară este indicat a se adopta diferența medie de temperatură dintre temperatura tubului și a materialului din tub sub forma:

$$\Delta t_{Tm} = t_T - t_{im} - z(t_{em} - t_{im}) = t_T - z t_{em} - (1-z)\,t_{im}$$

unde:

$$z = \frac{A\overline{B}}{A\overline{C}} < 1.$$

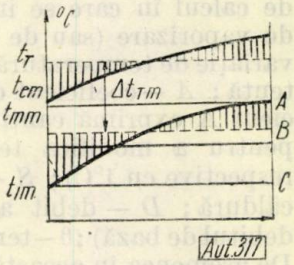


Fig. 4. Regimul de temperaturi de-a lungul serpentinei cuptorului.

Ecuația bilanțului termic pentru regimul nestaționar este următoarea:

$$Q^r_{gT}\,d\tau + Q^c_{gT}\,d\tau + Q_{zT}\,d\tau = Q_{Tm}\,d\tau + A_T\,dt_T$$

$$F_3\left[\frac{dt_T}{d\tau}, t_T, t_{em}, t_g, t_z\right]_0 = A_T\frac{dt_T}{d\tau} - \sigma_0 H_T(T_g^4 - T_T^4) -$$

$$- \alpha_{gT} S_T(t_g - t_T) + \alpha_{zT} S_T(t_z - t_T) +$$

$$+ \alpha_{Tm} s_T[t_T - z t_{em} - (1-z)\,t_{im}] = 0.$$

Ecuația în creșteri a modelului liniar este de forma:

$$\left[\frac{\partial F_3}{\frac{\partial dt_T}{d\tau}}\right]_0 = A_T;\quad \left[\frac{\partial F_3}{\partial t_T}\right]_0 = 4\sigma_0 H_T T_T^3 + \alpha_{gT} S_T +$$

$$+ \alpha_{zT} S_T + \alpha_{Tm} s_T = \frac{1}{R_T}$$

$$\left[\frac{\partial F_3}{\partial t_{em}}\right]_0 = -z\alpha_{Tm} s_T = -N_{mT};$$

$$\left[\frac{\partial F_3}{\partial t_g}\right]_0 = -(4\sigma_0 H_T T_g^3 + \alpha_{gT} s_1) = -N_{gT}$$

$$\left[\frac{\partial F_3}{\partial t_z}\right]_0 = -\alpha_{zT} S_T = -N_{zT};$$

$$A_T\frac{d}{d\tau}\Delta t_T + \frac{\Delta t_T}{R_T} = N_{mT}\Delta t_{em} + N_{gT}\Delta t_g + N_{zT} s t_z.$$

Notînd încă : $\frac{\Delta t_{em}}{t_b} = \theta_{.m}$ ecuaţia acestei „capacităţi" se scrie în forma adimensională şi operaţională.

$$(\overline{T}_T s + 1)\theta_T(s) = k_{gT}\theta(s) + k_{zT}\theta_z(s) + k_{mT}\theta_{em}(s)$$

unde :

$$\overline{T}_T = A_T R_T ; \quad k_{gT} = R_T N_{gT} ; \quad k_{zT} = R_T N_{zT} ;$$

$$k_{mT} = R_T N_{mT}.$$

Analiza „capacităţii" materialului din serpentina cuptorului.

Această „capacitate" este o „capacitate" cu parametrii distribuiţi.

Cu toate acestea ţinînd cont că, la perturbaţiile ce vin din partea focarului ca şi la perturbaţiile ce vin din partea debitului de material, coordonata de bază a acestei „capacităţi" — temperatura începe simultan să se modifice pe toată întinderea serpentinei, atunci această capacitate se poate trata ca o capacitate cu parametrii concentraţi, aşa cum au arătat experienţele făcute de autor pe mai multe cuptoare tubulare. Nu aceeaşi ipoteză se mai poate face cînd este vorba de perturbaţiile ce vin din partea temperaturii de intrare a materialului şi a compoziţiei iniţiale a acestuia. În acest din urmă caz trebuie adoptată o altă bază de calcul sau în caz extrem capacitatea tuburilor şi capacitatea materialului din tuburi trebuie divizate la un număr suficient de mare de capacităţi mai mici funcţional legate între ele.

Ecuaţia bilanţului termic pentru regimul nestaţionar :

$$Q_{im}\,d\tau + Q_{Tm}\,d\tau = Q_{em}\,d\tau + A_m\,dt_{mm}; \quad dt_{mm} = z\,dt_{im};$$

$$F_4\left[\frac{dt_{em}}{d\tau}, t_{em}, t_T, B_m\right]_0 = zA_m\frac{dt_{em}}{d\tau} - B_m c_{im}(t_{im} - t_0) -$$

$$- \alpha_{Tm} s_T [t_T - z t_{em} - (1-z) t_{im}] + B_m \dot{c}_{em}(t_{em} - t_0) = 0.$$

Ecuaţia în creşteri a acestei capacităţi va fi :

$$\left[\frac{\frac{\partial F_4}{\partial dt_{em}}}{d\tau}\right]_0 = zA_m ; \left[\frac{\partial F_4}{\partial t_{em}}\right]_0 = B_m \dot{c}_{em} + z\,\alpha_{Tm} s_T = \frac{1}{R_m} ;$$

$$\left[\frac{\partial F_4}{\partial t_T}\right]_0 = -\alpha_{Tm} s_T = -N_{Tm} ;$$

$$\left[\frac{\partial F_4}{\partial B_m}\right]_0 = -c_{im}(t_{im} - t_0) + \dot{c}_{em}(t_{em} - t_0) = N_{Dm}$$

$$zA_m \frac{d}{d\tau}\Delta t_{em} + \frac{\Delta t_{em}}{R_m} = N_{Tm}\Delta t_T - N_{Dm}\Delta B_m.$$

Ecuaţia adimensională a acestei capacităţi scrisă în forma operaţională va fi :

$$(\overline{T}_m s + 1)\,\theta_{im}(s) = k_{Tm}\,\theta_T(s) - k_{Dm}\,D_m(s)$$

unde :

$$\overline{T}_m = zA_m R_m ; \; k_{Tm} = R_m N_{Tm} ; \; k_{Dm} = \frac{R_m N_{Tm} B_{mb}}{t_b}.$$

După ecuaţiile diferenţiale ale capacităţilor componente se poate alcătui acum „structura" cuptorului tubular în întregime care este reprezentată în figura 5.

Calculul funcţiilor de transfer

Funcţiile de transfer ale canalului : debit de combustibil-temperatura de ieşire a materialului şi a celorlalte canale de perturbare ce vin din partea alimentării focarului.

Redăm mai jos sistemul iniţial de ecuaţii diferenţiale ale cuptorului tubular de radiaţie în formă operaţională.

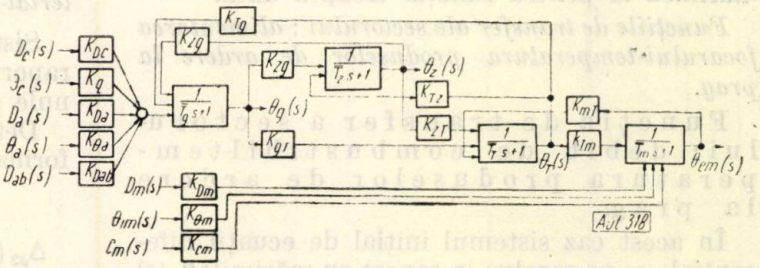


Fig. 5. Schema structurală a cuptorului de radiaţie cu un circuit.

$$(T_g s_g + 1)\theta_g(s) - k_{zg}\theta_z(s) - k_{Tg}\theta_T(s) = \pm k_{Dc} D_c(s) \pm$$

$$\pm k_q \vartheta_c(s) \mp k_{Da} D_a(s) \mp k_{Dab} D_{ab}(s) \pm k_{\theta a}\theta_a(s) \quad (1)$$

$$(\overline{T}_z s + 1)\,\theta_z(s) - k_{gz}\,\theta_g(s) - k_{Tz}\,\theta_T(s) = 0$$

$$(\overline{T}_T s + 1)\theta_T(s) - k_{gT}\theta_g(s) - k_{zT}\theta_z(s) - k_{mT}\theta_{em}(s) = 0$$

$$(\overline{T}_m s + 1)\theta_{em}(s) - k_{Tm}\,\theta_T(s) = \mp k_{Dm} D_m(s).$$

Calculăm funcţia de transfer a canalului : debit de combustibil-temperatura de ieşire a materialului. Sistemul de ecuaţii (1) trebuie rezolvat în raport cu mărimile $\theta_{em}(s)$ şi $D_c(s)$ presupunînd că toate celelalte mărimi de intrare sînt nule.

Determinantul principal al acestui sistem $\Delta(s)$ va fi :

$$\Delta(s) = \begin{vmatrix} \overline{T}_g s + 1 & -k_{zg} & -k_{Tg} & 0 \\ -k_{gz} & \overline{T}_z s + 1 & -k_{Tz} & 0 \\ -k_{gT} & -k_{zT} & \overline{T}_T s + 1 & -k_{mT} \\ 0 & 0 & -k_{Tm} & \overline{T}_m s + 1 \end{vmatrix}.$$

Determinantul mărimii de intrare (al factorului perturbator) va fi de forma :

$$\Delta_{c1}(s) = \begin{vmatrix} \overline{T}_g s + 1 & -k_{zg} & -k_{Tg} \pm k_{Dc} \\ -k_{gz} & \overline{T}_z s + 1 & -k_{Tz} & 0 \\ -k_{gT} & -k_{zT} & \overline{T}_T s + 1 & 0 \\ 0 & 0 & -k_{Tm} & 0 \end{vmatrix}.$$

Pentru comoditatea efectuării calculului se presupune că factorul perturbator este exprimat de o funcție treaptă unitară. În acest caz mărimea de ieşire $\theta_{e1}(s)$ şi funcția de transfer $Y_{e1}(s)$ a canalului debit combustibil-temperatura de ieşire a materialului se vor calcula cu formulele :

$$\theta_{e1}(s) = \pm \frac{\Delta_{e1}(s)}{S\Delta(s)}; \quad Y_{e1}(s) = \pm \frac{\Delta_{e1}(s)}{\Delta(s)}.$$

Expresii asemănătoare ale acestor funcții se obțin şi pentru celelalte canale de perturbare din partea alimentării focarului.

Coeficienții de transfer : $\pm k_{Dc}$, $\pm k_q$, $\pm k_{\theta a}$, $\mp k_{D_i}$, $\mp k_{Dab}$ ce intră în expresia lui $\Delta_{e1}(s)$ exprimă atît sensul deviației parametrului dat (creşterea sau micşorarea valorii lui) cît şi mărimea ei pentru funcția treaptă dată.

Funcțiile de transfer ale sectorului : alimentarea focarului-temperatura produselor de ardere la prag.

Funcția de transfer a sectorului: debit de combustibil-temperatura produselor de ardere la prag.

În acest caz sistemul inițial de ecuații diferențiale se va rezolva în raport cu mărimile $\theta_g(s)$ şi $D_c(s)$ presupunînd că toate celelalte mărimi de intrare sînt nule.

Determinantul principal $\Delta(s)$ rămîne acelaşi ca şi în cazul precedent iar determinantul mărimii de intrare va fi de forma :

$$\Delta_{g1}(s) = \begin{vmatrix} \pm k_{DC} & -k_{zg} & -k_{Tg} & 0 \\ 0 & \overline{T}_z s+1 & -k_{Tz} & 0 \\ 0 & -k_{zT} & \overline{T}_r s+1 & -k_{mT} \\ 0 & 0 & -k_{Tm} & \overline{T}_m s+1 \end{vmatrix}.$$

Pentru funcția de intrare de tipul treaptă unitară mărimea de ieşire $\theta_g(s)$ şi funcția de transfer a acestui sector vor avea următoarele expresii :

$$\theta_{g1}(s) = \pm \frac{\Delta_{g1}(s)}{s\Delta(s)}; \quad Y_{g1}(s) = \pm \frac{\Delta_{g1}(s)}{\Delta(s)}.$$

Expresii asemănătoare ale acestor funcții se obțin şi pentru celelalte mărimi de intrare din partea alimentării focarului.

Funcția de transfer a canalului : debit de material-temperatura materialului la ieşirea din cuptor.

În acest caz sistemul de ecuații (s) trebuie rezolvat în raport cu mărimile $\theta_{em}(s)$ şi $D_m(s)$ considerînd nule pe toate celelalte mărimi de intrare.

Expresia determinantului principal rămîne aceeaşi ca mai înainte iar determinantul mărimii de intrare va fi de forma :

$$\Delta_{e2}(s) = \begin{vmatrix} \overline{T}_i s+1 & -k_{zg} & -k_{gT} & 0 \\ -k_{gz} & \overline{T}_z s+1 & -k_{Tz} & 0 \\ -k_{gT} & -k_{zT} & \overline{T}_T s+1 & 0 \\ 0 & 0 & -k_{Tm} & \mp k_{Dm} \end{vmatrix}.$$

Dînd la intrare o funcție treaptă unitară mărimea de ieşire $\theta_{e2}(s)$ şi funcția de transfer $Y_{e2}(s)$ se pot calcula din relațiile :

$$\theta_{e2}(s) = \mp \frac{\Delta_{e2}(s)}{s\Delta(s)}; \quad Y_{e2}(s) = \mp \frac{\Delta_{e2}(s)}{\Delta(s)}.$$

Funcția de transfer a canalului : debit de material-temperatura produselor de ardere la prag.

Sistemul de ecuații (1) trebuie rezolvat în raport cu mărimile $\theta_g(s)$ şi $D_m(s)$ considerînd nule pe toate celelalte mărimi de intrare.

Determinantul mărimii de intrare va fi de forma :

$$\Delta_{g2}(s) = \begin{vmatrix} 0 & -k_{zg} & -k_{Tg} & 0 \\ 0 & \overline{T}_z s+1 & -k_{Tz} & 0 \\ 0 & -k_{zT} & \overline{T}_z s+1 & -k_{mT} \\ \mp k_{Dm} & 0 & -k_{Tm} & \overline{T}_m s+1 \end{vmatrix}.$$

Dînd la intrare o funcție treaptă unitară obținem pentru $\theta_{g2}(s)$ şi $Y_{g2}(s)$ următoarele expresii :

$$\theta_{g2}(s) = \mp \frac{\Delta_{g2}(s)}{s\Delta(s)}; \quad Y_{g2}(s) = \mp \frac{\Delta_{g2}(s)}{\Delta(s)}.$$

Concluzii

În această lucrare se dă metodica de calcul a funcțiilor de transfer ale obiectelor complexe plecînd de la ipoteza parametrilor concentrați.

Este prezentată schema mecanismului transmisiei căldurii în cuptorul tubular şi sînt prezentate considerațiile de bază asupra cuptorului tubular ca element automatizat.

Analitic sînt deduse principalele funcții de transfer ale cuptorului tubular de radiație cu un singur circuit.

BIBLIOGRAFIE

[1] Adelson, V. S.: *Tehnologhiceskii raciot i constructivnoe oformlenie neftezavodskih trubciatih pecei.* Gostoptehizdat, Moscova, 1952.

[2] Losievskii, V. L.: *Avtomaticeksoe regulirovanie.* Editura Acad. de Ştiințe a U.R.S.S., Moscova, 1946.

[3] Aizerman, M. A.: *Lecții po teorii avtomaticeskovo regulirovania.* Gostehizdat, Moscova, 1958.

[4] Dumitrescu, St.: *Cercetări experimentale asupra comportării dinamicei cuptoarelor tubulare de încălzire.* Automatica şi Electronica Vol. 5 (1961) Nr. 6.

MARIO DUMA., LAVINIA VÎLCOV, MATEI STEINER

Metode de selecţie utilizate în sisteme de telemecanică pentru obiecte dispersate

Problemele principale ale utilizării selecţiei bazate pe separarea în frecvenţă, ca principal mod de separare în sistemele telemecanice pentru obiecte dispersate, au fost expuse într-o lucrare anterioară [1].

S-a arătat în această lucrare că cerinţele de simplitate şi robusteţe a aparaturii de telemecanică, care se pun în cazul obiectelor dispersate la distanţe reduse, impun utilizarea multiplă a canalelor de telecomunicaţie, prin realizarea selecţiei în acelaşi sistem telemecanic, atît pe baza separării în frecvenţă, cît şi pe baza separării în polaritate, amplitudine, timp şi a separării pe circuite fizice. A fost, de asemenea, prezentat sistemul telemecanic tip TP—3 construit pe baza principiilor enunţate.

Dezvoltarea ulterioară a cercetărilor a dus la elaborarea unor procedee perfecţionate de selecţie, cu ajutorul combinării diferitelor metode de separare a semnalelor. Pe această bază, sistemul telemecanic TP—3 a fost dezvoltat, realizîndu-se sistemul AF—311, ca o primă variantă a unui sistem perfecţionat de uz larg pentru obiecte dispersate la mică distanţă.

Principalele obiective urmărite în perfecţionarea metodelor de selecţie au constat în:

— mărirea capacităţii sistemului telemecanic, atît prin mărirea numărului de obiecte ce se pot conecta la un tronson, cît şi prin mărirea numărului de semnale ce se pot transmite la şi de la un obiect dat;

— reducerea numărului de conductoare utilizate în fiecare tronson (în sistemul TP—3 trei conductoare, în sistemul AF—311 două conductoare), cu scopul simplificării montajului şi întreţinerii (reducerea de investiţii este neglijabilă);

— dezvoltarea maleabilităţii aparaturii pentru lărgirea posibilităţilor de satisfacere a unor necesităţi industriale variate prin combinarea unor aceloraşi blocuri în structuri variate;

— menţinerea sau mărirea gradului de simplitate, robusteţe şi siguranţă al aparaturii.

În cele ce urmează se prezintă unele aspecte ale soluţiilor tehnice elaborate pentru realizarea selecţiei în sistemul AF—311, precum şi în oricare alt sistem care poate deriva din acesta.

Mărirea numărului de obiecte ce se pot conecta la un tronson poate fi utilă pentru a putea realiza telemecanizarea unor obiecte dispersate numeroase pe un teritoriu larg, cu cheltuieli minime pentru liniile de telecomunicaţii, precum şi pentru a asigura o maleabilitate superioară în gruparea obiectelor pe tronsoane. În acest scop, s-a urmărit ca în aparatura AF—311 să se mărească numărul obiectelor de pe un tronson la 30 (faţă de 15 în aparatura TP—3 şi în multe aparaturi cunoscute în tehnica mondială).

Desigur posibilităţile de realizare a unor tronsoane încărcate urmează a fi utilizate cu prudenţă, deoarece există un compromis între economia de investiţii care se obţine şi scăderea siguranţei în exploatare a instalaţiei în ansamblu [2].

Dublarea numărului de frecvenţe distincte în cadrul aceluiaşi spectru de frecvenţe (300—3 400 Hz) a ridicat problema stabilirii intervalelor dintre frecvenţele adiacente şi a benzii ocupate de fiecare frecvenţă, astfel încît să se evite posibilitatea acţionărilor false şi să se obţină o probabilitate cît mai scăzută a refuzurilor de recepţionare a semnalelor.

Una din soluţiile posibile — şi uzuale — pentru mărirea numărului de comenzi în cadrul aceluiaşi spectru este mărirea factorului de calitate al filtrelor rezonante. Această soluţie însă impune realizarea unei stabilităţi foarte mari a frecvenţelor oscilatorului şi filtrelor, ceea ce duce la complicarea instalaţiei (necesitatea de utilizare a unor piese de stabilitate deosebită, eventual termostatarea unor circuite, şi alte măsuri speciale).

Pentru a evita aceste inconveniente s-a acţionat în direcţia măririi pantei curbei de răspuns a filtrului la limitele benzii de trecere, fără a se aduce o complicare constructivă substanţială a blocului de recepţie a frecvenţelor, şi fără ca să fie necesar să se mărească factorul de calitate al filtrului rezonant utilizat. În felul acesta s-au putut realiza, la un factor de calitate în sarcină de circa 30, filtre rezonante care asigură acţionarea releului de execuţie al blocului de recepţie a frecvenţelor într-o bandă de $\pm 3\%$ din frecvenţa nominală şi scăderea practic la zero a semnalului de la intrarea amplificatorului de acţionare a releului la devierea frecvenţei cu $\pm 5{,}5\%$ faţă de frecvenţa nominală.

Banda de $\pm 3\%$ este acoperitoare, întrucît la factorul de calitate amintit şi cu materiale curente se poate asigura o stabilitate de $\pm 1\%$ a frecvenţei filtrelor posturilor de execuţie iar la oscilatorul de la postul de comandă se poate asigura o stabilitate a frecvenţelor de $\pm 0{,}5\%$. Rămîne deci o rezervă de $\pm 1{,}5\%$ pentru eventuale erori de etalonare şi pentru asigurarea unei funcţionări fără refuzuri de recepţionare.

Gama de frecvenţe a fost stabilită în progresie geometrică cu raţia de 1,085. Aceasta asigură protecţia împotriva acţionărilor false în condiţiile de instabilitate arătate mai sus şi cu o rezervă de circa 3 % din valoarea frecvenţei.

Blocurile pentru recepţia semnalelor de frecvenţă au fost realizate pentru a funcţiona în principal fără memorie : releul de execuţie al blocului se menţine acţionat numai cît timp se recepţionează, din canalul de telecomunicaţie, frecvenţa care îi este specifică sau o frecvenţă de menţinere. În absenţa semnalului din linie sau în prezenţa oricărei frecvenţe, distincte de frecvenţa specifică sau frecvenţa de menţinere, releul de execuţie nu este acţionat. (Cu scopul evitării efectelor unor intermodulaţii perturbatoare şi al utilizării corespunzătoare a puterii generatoarelor de frecvenţe, în sistemul AF—311 la un moment dat în canalul de telecomunicaţie poate fi prezentă o singură frecvenţă.) Cu ajutorul blocurilor elaborate se pot realiza şi montaje care să funcţioneze în regim de memorizare a unui semnal de frecvenţă de scurtă durată, anularea memoriei efectuîndu-se printr-o altă frecvenţă ; dar studiul şi experimentarea în exploatare au confirmat superioritatea funcţionării fără memorie, care a fost adoptată pentru utilizare uzuală.

Într-adevăr, în condiţii identice de stabilitate la perturbaţii, funcţionarea fără memorie locală permite obţinerea unei siguranţe superioare în funcţionare. În acest caz, pentru execuţia unei telecomenzi este necesară acţionarea preliminară a releului de alegere, după care semnalul perturbator se aplică elementului de recepţie a semnalului de telecomandă. Aşadar, pentru acţionarea unei telecomenzi sub influenţa perturbaţiilor în funcţionarea fără memorie locală este necesar ca perturbaţia să aibă durata egală cu suma timpilor de acţionare a elementelor de recepţie pentru alegere şi telecomandă, şi să cuprindă concomitent componentele necesare acţionării ambelor elemente.

În cazul funcţionării cu memorie locală, o perturbaţie izolată, aptă să acţioneze elementul de recepţie pentru alegere, deschide accesul pe timp nelimitat la intrarea elementului de recepţie pentru telecomandă. Pentru formarea unei telecomenzi sub acţiunea perturbaţiilor este suficient ca două perturbaţii, fiecare avînd durata egală cu timpul de acţionare a elementului respectiv, să se succeadă la orice interval de timp, în limitele intervalului determinat de apariţia primei perturbaţii şi transmiterea unui semnal de anulare a memoriei.

Calculele efectuate indică o siguranţă de neefectuare a unor telecomenzi sub influenţa perturbaţiilor de 10^3—10^4 ori mai mică în cazul funcţionării cu memorie locală. La aceasta este de adăugat acţiunea combinată a perturbaţiilor şi a telecomenzilor efectuate de către dispecer (de exemplu, alegerea sub influenţa unei perturbaţii, şi ca atare recepţia cu adresă greşită a unei telecomenzi destinate altui obiect).

Procedeul fără memorie locală oferă şi o siguranţă constructivă de funcţionare superioară. Într-adevăr, defectarea unui element de recepţie a frecvenţei, în special a filtrului pe care îl conţine, duce la scoaterea din funcţiune a unui post de execuţie. Dimpotrivă, în cazul procedeului cu memorie locală, defectarea unui filtru al elementului de anulare a memoriei duce la blocarea unui întreg tronson, deci a unui număr de cîteva zeci de puncte de execuţie.

Procedeul fără memorie locală prezintă şi avantaje de altă natură : reducerea substanţială a numărului de manevre şi a posibilităţilor de manevre eronate, simplificări constructive etc.

Pentru aceste motive s-a considerat oportun ca, în cazurile acelor procese industriale în care memorizarea locală a semnalelor de alegere nu este impusă din alte considerente, blocurile de recepţie a frecvenţelor să funcţioneze fără memorie locală.

După cum s-a arătat mai sus, în aparatura AF—311 s-a adoptat soluţia ca în linie să nu existe la un moment dat decît o singură frecvenţă.

În legătură cu aceasta, s-a ridicat o nouă problemă referitoare la posibilitatea de realizare a telecomenzilor în frecvenţă, şi anume menţinerea conectării postului de execuţie la tronson pe timpul transmisiei frecvenţei de telecomandă, precum şi pe timpul de trecere a oscilatorului de la o frecvenţă la alta.

Pentru acoperirea timpului de trecere de la frecvenţa de alegere la cea de telecomandă s-a realizat o temporizare la eliberare suficient de mare a elementelor de execuţie din blocurile de recepţie a frecvenţelor, iar pentru menţinerea conectării în timpul transmiterii frecvenţei de telecomandă s-a prevăzut posibilitatea menţinerii elementului de execuţie al oricărui bloc de recepţie a frecvenţelor prin semnalul obţinut de la un alt bloc de recepţie, de altă frecvenţă. Dacă cel de al doilea bloc de recepţie primeşte semnal numai după ce postul de execuţie s-a conectat la tronson cu ajutorul blocului care efectuează alegerea, cea de a doua frecvenţă, de exemplu de telecomandă, va asigura numai menţinerea nu şi acţionarea alegerii.

În mod similar se face menţinerea conectării la tronson şi în cazul transmiterii de la postul de comandă a unor frecvenţe de alimentare pentru telemăsuri.

Deşi în sistemul telemecanic elaborat există posibilitatea de efectuare de telecomenzi cu separare în frecvenţă, s-au prevăzut două telecomenzi în curent continuu cu separare între ele după criteriul de polaritate. Dat fiind că

numărul de telecomenzi necesitat de majoritatea obiectelor dispersate nu depăşeşte 2, realizarea telecomenzilor în curent continuu asigură ieftinirea şi simplificarea aparaturii posturilor de execuţie.

Telecomenzile se efectuează de la postul de comandă, după alegerea postului de execuţie, cu semnale unice pentru toate posturile de execuţie. Semnalele de telecomandă sînt impulsuri de curent continuu de scurtă durată şi se transmit între un fir şi pămînt. La postul de execuţie pentru fiecare telecomandă se acţionează un releu de execuţie, care transmite comanda la obiect prin intermediul automaticii locale.

Memorizarea telecomenzilor în caz de necesitate se realizează local, folosind automenţinerea releelor de telecomandă prin contact propriu de la o sursă special prevăzută în acest scop.

Ştergerea memoriei se obţine prin renunţarea la alegerea obiectului asupra căruia s-au efectuat telecomenzi şi, de asemenea, în cazul unui caracter bipoziţional al obiectului comandat, prin efectuarea telecomenzii opuse.

După efectuarea fiecărei telecomenzi se permite transmiterea de la postul de execuţie a cîte două telemăsuri sau a cîte două telesemnalizări simple. Aceasta se realizează cu ajutorul contactelor comutatoare ale releelor de telecomandă de la postul de execuţie.

Numărul de telecomenzi posibile, prin folosirea telecomenzilor în frecvenţă, putînd fi de ordinul mai multor unităţi sau zeci, rezultă maleabilitatea pronunţată a aparaturii de telecomandă elaborate care permite transmisia, funcţie de necesităţi, a unui număr mare de semnale telemecanice (cîte două semnale distincte pentru fiecare telecomandă), pentru condiţiile diferitelor obiecte dispersate sau dispersat concentrate.

Confirmarea efectuării telecomenzii se face prin recepţia, la postul central de comandă, a semnalelor de telemăsură sau telesemnalizare, legate de telecomanda respectivă. Semnalele de telemăsură conţin deseori în ele informaţia despre starea obiectului comandat, astfel că prin ele se poate realiza confirmarea dublă :

— aparatura de telemecanică a recepţionat şi transmis comanda corect ;

— comanda a fost executată.

În caz de necesitate se foloseşte o semnalizare simplă suplimentară, legată de telecomanda respectivă sau de starea obiectului comandat.

Simplitatea aparaturii şi a înseşi proceselor tehnologice care se petrec în obiectele dispersate n-a necesitat luarea unor măsuri speciale de protecţie, ca de exemplu o confirmare prealabilă efectuării comenzii de execuţie propriuzise. Măsurile de protecţie folosite asigură, în cazul pretenţios al telecomenzilor, o îndeplinire corectă a funcţionării în care, chiar dacă există o probabilitate redusă a neexecutării unor comenzi, probabilitatea executării unor comenzi greşite este, practic, neglijabilă.

Tendinţa curentă în tehnica sistemelor telemecanice pentru obiecte dispersate, de reducere la minimum a numărului de semnale distincte transmise, a făcut să se dea o atenţie deosebită procedeelor celor mai eficace de telesemnalizare.

S-au avut în vedere următoarele deziderate :

— dispecerul trebuie să poată lua imediat cunoştinţă de orice schimbări de stare intervenite, printr-o telesemnalizare de avertizare ;

— din considerentele de simplificare a aparaturii, de prioritate absolută asupra oricăror altor semnale concomitente şi de utilizare raţională a spectrului de frecvenţe, telesemnalizarea de avertizare nu poate avea adresă, fiind localizată numai pe tronson ;

— prezenţa unei avertizări trebuie să nu împiedice dispecerul să-şi continue activitatea de controlare sau comandare a altor obiecte, cît timp el consideră necesar acest lucru, adică trebuie să nu blocheze canalul de telecomunicaţie şi instalaţia ;

— în cazul mai multor schimbări de stare, concomitente sau la interval mic de timp, pe acelaşi tronson, nu trebuie să fie posibilă pierderea vreuneia dintre schimbările intervenite ;

— după luarea la cunoştinţă de către dispecer a adresei avertizării, acest lucru trebuie să poată fi confirmat cu prilejul fiecărei alegeri a postului de execuţie respectiv, aceasta pentru eventualitatea unei incertitudini sau, de exemplu, a transmisiei avertizării în timp ce postul de comandă era deconectat, defectat sau nealimentat.

Totalitatea acestor deziderate nu este, de regulă, satisfăcută de sistemele telemecanice cunoscute pentru obiecte dispersate [3].

Soluţia elaborată pentru aparatura AF—311 constă în faptul că principalele informaţii au fost grupate în două telesemnalizări : semnalizarea de avertizare şi semnalizarea de stare normală. Semnalizarea de avertizare se transmite la orice schimbare de stare : avariere (închiderea, la bornele de intrare ale aparaturii postului de execuţie, a contactului unui traductor de avarie) sau încetarea avariei (deschiderea contactului). Semnalizarea de stare normală se transmite la fiecare alegere a postului de execuţie, în primul moment de timp imediat următor alegerii, numai dacă contactul de avarie este deschis (şi, evident, dacă însăşi aparatura telemecanică funcţionează corect). Pentru a nu bloca instalaţia şi canalul de telecomunicaţie, ambele semnale sînt de scurtă durată (o secundă) ; ele se memorizează şi se afişează pe panoul postului de comandă. Memoria de avertizare se şterge cu

condiția efectuării unei manevre care obligă la identificarea adresei respective; orice nouă avertizare reîncarcă memoria, obligînd la repetarea identificării. Memoria de stare normală se șterge la trecerea la alt post de execuție sau la primirea unei avertizări de la postul de execuție ales.

Deși cele două telesemnalizări sînt separate prin polaritate, semnalul de avertizare depășește prin amplitudine și durată orice alte semnale care pot apărea pe același circuit, neputînd fi totodată șuntat de nici un element care se poate afla conectat la circuit în vreuna din situațiile normale de funcționare a sistemului.

În acest fel, toate dezideratele enumerate au fost satisfăcute. Cele două telesemnalizări principale analizate nu elimină posibilitatea altor telesemnalizări referitoare la diverși parametri, la diferite elemente, după cum s-a arătat mai înainte.

În concluzie, în sistemele telemecanice pentru obiecte dispersate care se pot construi pe baza aparaturii AF—311, formarea semnalelor se realizează pe baza următoarelor criterii:

— frecvență, pentru alegerea unui post de execuție de pe un tronson, apel telefonic de la postul de comandă central, telecomenzi;

— amplitudine, polaritate și durată pentru alte semnale, inclusiv telecomenzi.

În afară de aceste criterii și împreună cu acestea, se mai folosește separarea semnalelor pe circuite fizice și în timp.

Folosirea semnalelor de curent continuu pentru transmisia informațiilor de telemecanică este posibilă datorită următoarelor condiții:

— obiectele dispersate se găsesc la mică distanță față de postul central de comandă;

— transmisia semnalelor se face de regulă pe circuite special alocate și în general pe circuite fizice;

— volumul de telemecanică este relativ redus.

Folosirea curentului continuu într-o aparatură în care se pune problema utilizării optime a canalului (cazul unei aparaturi cu număr redus de fire) ridică însă problema dificilă de separare a semnalelor.

În aparatura telemecanică pentru obiecte dispersate, această problemă a fost rezolvată în modul următor:

— semnalele de telesemnalizare se separă între ele prin polaritate, durată, timp și amplitudine;

— semnalele de telesemnalizare se separă față de semnalele de telemăsură prin polaritate, amplitudine și în spațiu, pe circuite fizice diferite;

— semnalele de telesemnalizare, față de semnalele de telecomandă, se separă prin circuite fizice;

— semnalele de telecomandă se separă față de semnalele de telemăsură prin polaritate, amplitudine și pe circuite fizice, iar între ele, prin polaritate.

În aparatura realizată, semnalele se pot transmite:

a) de la postul de comandă:

— la toate posturile de execuție de pe un tronson, după alegerea tronsonului;

— la un singur post de execuție, după alegerea tronsonului și a postului de execuție respectiv;

b) de la posturile de execuție:

— indiferent dacă postul de execuție respectiv este ales sau nu;

— numai dacă postul de execuție respectiv este ales;

— numai dacă postul de execuție respectiv este ales și s-au efectuat anumite telecomenzi.

Realizarea aparaturii AF—311, folosind metodele de selecție expuse, a permis verificarea practică a eficacității acestor metode.

AF—311 reprezintă un sistem telemecanic pentru obiecte dispersate la mică distanță, obiectele dispersate fiind sonde în pompaj.

BIBLIOGRAFIE

[1] Duma, M., Steiner, M., Negreanu, D., Vîlcov, L., Dumitrescu, M., Neagu, V.: *Sistem telemecanic complex pentru obiecte dispersate la mică distanță, cu aplicație la sonde petroliere în pompaj.* Sesiunea științifică de comunicări în domeniul automaticii. Academia R.P.R., 1961.

[2] Ilin, V. A.: *Sisteme de telemecanică pentru obiecte dispersate* (Traducere din limba rusă.). București, Editura tehnică, 1962.

[3] Mamikonov, A. G., Geșelin, M. G.: *Telemehanizația v neftianoi i gazovoi promîslennosti.* Gostoptehizdat, Moscova, 1961.

IOSIF CSERVENY

Calculul rezistenţelor de statism pentru traductoarele de frecvenţă

1. Introducere

Folosirea unei rezistenţe de statism în elementele de măsură ale regulatoarelor de frecvenţă de tip electric de la generatoare este necesară în cazul cînd trebuie să se realizeze o dependenţă între frecvenţă (mărimea reglată) şi puterea activă debitată de generator (mărimea perturbatoare).

Existenţa rezistenţei de statism caracterizează regulatoarele de tip static care admit o eroare staţionară dar în acelaşi timp creează posibilitatea repartiţiei puterii active între agregatele unei centrale electrice sau a unui sistem energetic. Ecuaţia reglajului static este de forma [1]:

$$x_e = x_{e0} - s \cdot X, \qquad (1.1)$$

în care :

s este gradul de statism ;

x_{e0} — valoarea în gol a mărimii reglate (în cazul nostru frecvenţa maximă $f_0 = 52$ Hz) ;

x_e — valoarea mărimii de intrare (frecvenţa generatorului) ; valoarea maximă a lui x_e corespunde valorii maxime a puterii active debitate şi are de obicei valoarea $f_1 = 48$ Hz.

Se admite deci o abatere maximă de frecvenţă :

$$x_{e0} - x_e = \Delta f = f_0 - f_1 = s \cdot X = 4 \text{ Hz}. \qquad (1.2)$$

După cum se vede din relaţia (1.2) produsul $s \cdot X$ reprezintă abaterea de frecvenţă. X este mărimea perturbatoare (adică puterea activă).

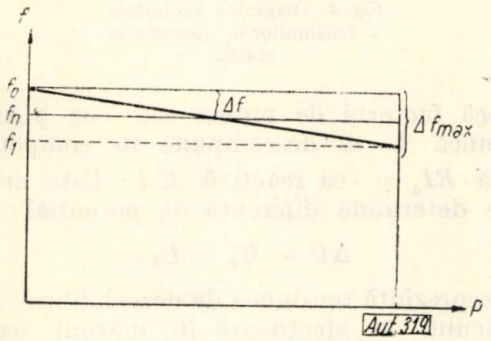


Fig. 1. Diagrama reglajului static.

În reglajul de frecvenţă relaţia (1.1) devine (fig. 1) :

$$f_r = f_0 - s \cdot P, \qquad (1.3)$$

în care f_r este frecvenţa reglată (a cărei valoare minimă este f_1).

În cazul reglajului frecvenţă-putere, statismul s se măsoară în Hz/MW.

Relaţia (1.3) se poate scrie şi în unităţi relative dacă se împarte cu f_0 :

$$\frac{f_r}{f_0} = 1 - \frac{s}{f_0} \cdot P, \qquad (1.4)$$

care se poate pune şi sub forma :

$$\frac{f_r}{f_0} = 1 - s_x \frac{P}{P_n} \cdot$$

P_n fiind valoarea nominală a puterii active. Mărimea

$$s_x = s \cdot \frac{P_n}{f_0},$$

se numeşte statism relativ şi poate lua valori pînă la 3%.

În continuare, pentru determinarea rezistenţei de statism se va folosi relaţia (1.3).

2. Schema traductorului de frecvenţă. Principiul de funcţionare

Traductorul de frecvenţă (numit şi element sensibil al regulatorului de frecvenţă) poate fi realizat după multiple scheme principiale. În prezenta lucrare se utilizează traductorul cu filtru de frecvenţă a cărui funcţionare a fost descrisă [2]. Schema de principiu este cea din figura 2. Regulatorul fiind static, din schemă

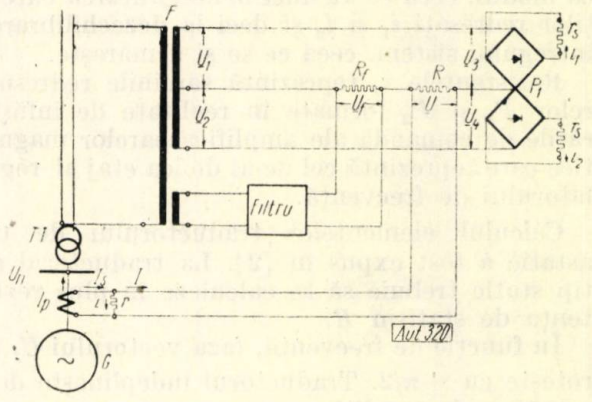


Fig. 2. Schema electrică a traductorului static.

face parte şi rezistenţa de statism R a cărei valoare trebuie determinată. La regulatoarele de tip astatic această rezistenţă lipseşte. T este transformatorul de reţea, alimentat de la transformatorul de tensiune al generatorului, avînd

două înfăşurări secundare. Primul secundar are o priză mediană, astfel încît :

$$|\underline{U}_1| = |\underline{U}_2| \cdot \qquad (2.1)$$

Tensiunile $\underline{U}_1$ şi $\underline{U}_2$ sînt în opoziţie în raport cu originea de potenţial 0.

F este filtrul de frecvenţă de tip III sau IV (trece-bandă) care se alimentează de la cel de-al doilea secundar al transformatorului T. Tensiunea de ieşire a filtrului este $\underline{U}_f$ care la frecvenţă nominală este în cvadratură faţă de tensiunile $\underline{U}_1$ şi $\underline{U}_2$, ca în figura 3. Constructiv se realizează :

$$|\underline{U}_f| = |\underline{U}_1| \qquad (2.2)$$

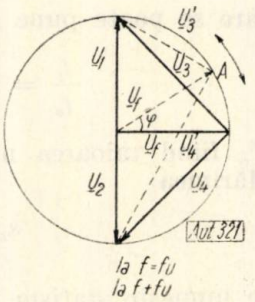


Fig. 3. Diagrama vectorială a tensiunilor la traductorul astatic.

Căderea de tensiune U_f se obţine pe rezistenţa de ieşire a filtrului R_f. R este rezistenţa de statism care se alimentează de la transformatorul de intensitate $T.I.$ al generatorului G prin intermediul unui şunt r. Acest şunt poate lipsi în anumite condiţii. P_1 şi P_2 sînt punţile de redresare alimentate de tensiunile rezultante $\underline{U}_3$ şi $\underline{U}_4$. Schema tensiunilor la traductorul de tip astatic este cea din figura 3.

În funcţie de faza φ, vectorul $\underline{U}_f$ se roteşte pe cercul de rază $|\underline{U}_f|$, deoarece este invariant ca modul în limita benzii de reglaj. Pentru $\varphi \neq 0$ tensiunile $\underline{U}_3$ şi $\underline{U}_4$ nu vor mai fi egale ca modul, ceea ce va duce la neegalitatea curenţilor redresaţi i_1 şi i_2 şi deci la dezechilibrarea întregului sistem, ceea ce se şi urmăreşte.

Rezistenţele r_s reprezintă sarcinile redresoarelor P_1 şi P_2 formate în realitate de înfăşurările de comandă ale amplificatoarelor magnetice care reprezintă cel de-al doilea etaj al regulatorului de frecvenţă.

Calculul elementelor traductorului de tip astatic a fost expus în [2]. La traductorul de tip static trebuie să se calculeze în plus rezistenţa de statism R.

În funcţie de frecvenţă, faza vectorului $\underline{U}_f$ se roteşte cu $\pm\pi/2$. Traductorul îndeplineşte deci următoarele condiţii :

$$|\underline{U}_f| = const$$
$$-\pi/2 \leqslant \varphi \leqslant +\pi/2 \qquad (2.3)$$

în intervalul $f_1 \leqslant f_n \leqslant f_0$.

3. Stabilirea legăturii dintre gradul de statism şi rezistenţa de statism

Este necesar să se stabilească o relaţie numerică între gradul de statism s (impus dinainte) şi rezistenţa de statism R (care trebuie calculată şi realizată practic).

Mărimile electrice din circuitul rezistenţei de statism se notează :

R — rezistenţa de statism (Ω) ; r — şuntul transformatorului de intensitate (Ω) ; I — curentul ce trece prin rezistenţa R (A) ; i — curentul din şunt (A) ; I_s — curentul din circuitul secundar (A) ; I_p — curentul din circuitul primar (A) ; U — căderea de tensiune pe rezistenţa R(V) :

$$U = R \cdot I ; \qquad (3.1)$$

KI — raportul de transformare al transformatorului de intensitate ; I_a şi I_r — componentele activă şi reactivă ale curentului I :

$$\underline{I} = I_a + \mathrm{j}\, I_r . \qquad (3.2)$$

Schema vectorială a tensiunilor traductorului de tip static conform schemei funcţionale din figura 2 este cea din figura 4. Raza cercului se notează U_0.

Punţile P_1 şi P_2 vor fi alimentate cu tensiunile U_3' şi U_4'. După cum se vede din figura 4 la regulatorul de tip static, punctul A nu se mai găseşte pe cercul de rază U_0, ci în afara lui.

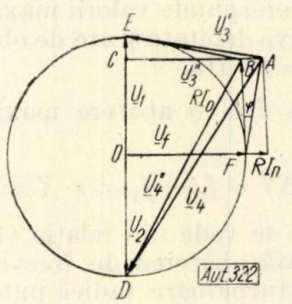


Fig. 4. Diagrama vectorială a tensiunilor la traductorul static.

Dacă factorul de putere este cos φ atunci tensiunea $\underline{U}$ se descompune în componenta activă RI_a şi cea reactivă $R\,I_r$. Este necesar să se determine diferenţa de potenţial :

$$\Delta U = U_4' - U_3', \qquad (3.3)$$

care reprezintă tensiunea de dezechilibru.

Calculul se efectuează în mărimi scalare, deoarece tensiunile se redresează.

Se admite :

$$|\underline{U}_4'| - |\underline{U}_3'| \approx |\underline{U}_4''| - |\underline{U}_3''|, \qquad (3.4)$$

ceea ce constituie o aproximaţie admisibilă, deoarece factorul de putere fiind în general ridicat, componenta reactivă $R\,I_r$ este mult

mai mică decît componenta activă $R\,I_a$ a tensiunii U.

Trasînd linia BC paralelă cu OF, în triunghiurile dreptunghice care s-au format se poate scrie :

$$U_3'' = \sqrt{U_0^2 + (U_0 - R\cdot I_a)^2}; \qquad (3.5)$$

$$U_4'' = \sqrt{U_0^2 + (U_0 + R\cdot I_a)^2}. \qquad (3.6)$$

De aici rezultă :

$$U = |U_4''| - |U_3''| =$$

$$= \sqrt{U_0^2+(U_0+R\cdot I_a)^2} - \sqrt{U_0^2+(U_0-R\cdot I_a)^2}, \qquad (3.7)$$

ceea ce se poate pune sub forma :

$$\Delta U = U_0\left[\sqrt{1+\left(1+\frac{R\cdot I_a}{U_0}\right)^2} - \sqrt{1+\left(1-\frac{R\cdot I_a}{U_0}\right)^2}\right]. \qquad (3.8)$$

Dacă se notează :

$$R\frac{I_a}{U_0} = a, \qquad (3.9)$$

atunci se poate scrie :

$$\Delta U = U_0\left[\sqrt{1+(1+a)^2} - \sqrt{1+(1-a)^2}\right] \qquad (3.10)$$

În continuare se foloseşte dezvoltarea în serie după formula :

$$(1+x)^{\frac{1}{2}} = 1 + \frac{x}{2} - \frac{x^2}{8} + \ldots \qquad (3.11)$$

În funcţie de exactitatea care se doreşte a fi obţinută, se pot lua în consideraţie primii 2 sau primii 3 termeni ai dezvoltării în serie :

a) *Se consideră primii doi termeni ai dezvoltării în serie.* Rezultă conform relaţiei (3.11) :

$$\sqrt{1+(1+a)^2} = 1 + \left(\frac{1+a}{2}\right)^2 \qquad (3.12)$$

$$\sqrt{1+(1-a)^2} = 1 + \left(\frac{1-a}{2}\right)^2. \qquad (3.13)$$

Introducînd în formula (2.10) se obţine :

$$\Delta U = U_0\left[1+\left(\frac{1+a}{2}\right)^2 - 1 - \left(\frac{1-a}{2}\right)^2\right] = 2aU_0. \qquad (3.14)$$

Ţinînd seama de relaţia (2.9) rezultă :

$$\Delta U = 2\cdot a\cdot U_0 = 2R\cdot I_a. \qquad (3.15)$$

Se defineşte constanta de amplificare a traductorului, abaterea de tensiune ΔU raportată la abaterea de frecvenţă $\Delta f = f_r - f_0$ adică :

$$K_a = \frac{\Delta U}{\Delta f}. \qquad (3.16)$$

Va rezulta în continuare

$$\Delta f = \frac{\Delta U}{K_a} = \frac{2R\cdot I_a}{K_a}. \qquad (3.17)$$

Relaţia de legătură dintre curenţii I_a şi I_{sa} (componenta activă a curentului secundar total) este :

$$I_a = I_{sa}\cdot\frac{r}{r+R}. \qquad (3.18)$$

De aici rezultă :

$$\Delta f = I_{sa}\cdot\frac{r}{r+R}\cdot\frac{2R}{K_a}. \qquad (3.19)$$

Relaţia dintre componentele active ale curentului primar şi secundar este :

$$I_{sa} = \frac{I_{pa}}{K_I}. \qquad (3.20)$$

Punînd în evidenţă curentul activ primar, relaţia (3.19) se modifică :

$$\Delta f = \frac{I_{pa}}{K_I}\cdot\frac{r}{r+R}\cdot\frac{2R}{K_a} \qquad (3.19')$$

adică :

$$f_r = f_0 - \frac{2rR}{r+R}\cdot\frac{1}{K_I\cdot K_a}\cdot I_{pa}. \qquad (3.21)$$

Puterea activă debitată de generator este :

$$P = \sqrt{3}\cdot I_{pa}\cdot U_n \qquad (3.22)$$

în care U_n este tensiunea nominală a generatorului. Rezultă valoarea frecvenţei reglate :

$$f_r = f_0 - \frac{2rR}{\sqrt{3}(r+R)}\cdot\frac{1}{K_I\cdot K_a}\cdot\frac{P}{U_n}. \qquad (3.23)$$

Prin identificare cu relaţia (1.3) rezultă relaţia căutată între gradul de statism s şi rezistenţa R.

$$s = \frac{1}{K_I\cdot K_a}\cdot\frac{2rR}{\sqrt{3}(r+R)}\cdot\frac{1}{U_n}. \qquad (3.24)$$

De aici rezultă valoarea lui R :

$$R = \frac{\sqrt{3}\cdot K_I\cdot K_a\cdot r\cdot U_n\cdot s}{2r - \sqrt{3}\cdot K_I\cdot K_a\cdot s\cdot U_n}. \qquad (3.25)$$

Dacă nu există şuntul r atunci

$$I_a = I_{sa} \qquad (3.18')$$

$$\Delta f = I_{sa}\cdot\frac{2R}{K_a}. \qquad (3.19'')$$

În funcţie de curentul primar se obţine :

$$\Delta f = \frac{I_{pa}}{K_I}\cdot\frac{2R}{K_a}, \qquad (3.19''')$$

adică

$$f_r = f_0 - 2R\frac{1}{K_I\cdot K_a}\cdot I_{pa}. \qquad (3.21')$$

Punînd în evidenţă puterea activă rezultă :

$$f_r = f_0 - \frac{2R}{\sqrt{3}}\cdot\frac{1}{K_I\cdot K_a}\cdot\frac{P}{U_n}, \qquad (3.23')$$

iar gradul de statism este :

$$s = \frac{1}{K_I \cdot K_a} \cdot \frac{2R}{\sqrt{3}} \cdot \frac{1}{U_n}. \qquad (3.24')$$

de unde rezultă definitiv

$$R = \frac{\sqrt{3}}{2} K_I \cdot K_a \cdot s \cdot U_n. \qquad (3.26)$$

După cum se observă din relaţiile (3.25) şi (3.26), pentru $R = 0$ rezultă $s = 0$, ceea ce revine la cazul regulatoarelor astatice.

b) *Se consideră primii trei termeni ai dezvoltării în serie.*

Dacă se efectuează toate calculele în aceeaşi ordine ca la punctul 3. *a*, pornind de la relaţia (3.11) se vor obţine următoarele relaţii de legătură între rezistenţa de statism R şi gradul de statism s.

Cînd există şuntul r

$$s = \frac{1}{\sqrt{3} \cdot U_n} \cdot \frac{1}{K_I \cdot K_a} \cdot \left(\frac{rR}{r+R}\right)\left[1 - \left(\frac{I_{ap} \cdot r \cdot R}{K_I \cdot U_0 \cdot (r+R)}\right)^2\right] \qquad (3.27)$$

cînd nu există şuntul r

$$s = \frac{1}{\sqrt{3} \cdot U_n} \cdot \frac{1}{K_I \cdot K_a} \cdot R\left[1 - \left(\frac{I_{ap} \cdot R}{K_I \cdot U_0}\right)^2\right] \qquad (3.28)$$

Dacă se notează :

$x = \frac{rR}{r+R}$ în ecuaţia (3.27) şi $x = R$ în ecuaţia (3.28) şi dacă se notează :

$$p = -\frac{K_i^2 \cdot U_0^2}{I_{ap}^2} \qquad q = \frac{\sqrt{3} \cdot s \cdot K_I^3 \cdot K_q \cdot U_n \cdot U_0^2}{I_{ap}^2}$$

atunci se obţine o ecuaţie de gradul 3 de forma :

$$x^3 + p.x + q = 0$$

care permite ca relaţiile (2.27) şi (2.28) să se expliciteze în raport cu R. Pentru cazuri practice se poate folosi atît metoda aproximativă (punctul 3.*a*) cît şi metoda exactă (punctul 3. *b*).

Metoda exactă necesită un volum mai mare de calcul, în schimb metoda aproximativă prezintă erori de 5—7% pentru valori uzuale ale mărimilor ce intervin în calcul.

Observaţii

În calcule s-a considerat că R este o rezistenţă pură, adică nu au fost luate în consideraţie căderile de tensiune provocate de inductanţa ei.

Rezistenţa R se confecţionează din sîrmă de manganină sau constantan pentru ca valoarea rezistenţei să se modifice cît mai puţin cu temperatura.

BIBLIOGRAFIE

[1] Penescu, C.: *Automatica şi telemecanica sistemelor energetice* vol. I. Ed. Academiei R.P.R. Bucureşti 1959.
[2] Penescu, C., Ionescu, V., Cserveny, I.: *Proiectarea şi realizarea unui element sensibil pentru regulatoarele automate de frecvenţă.* Automatica şi Telemecanica, nr. 1, 1961.
[3] Cserveny, I.: *Instalaţie de reglare automată a frecvenţei şi puterii active într-un sistem energetic.* Inst. politehnic — Bucureşti, 1959.

MIHAI DRĂGĂNESCU şi ANTON VĂTĂŞESCU

Asupra capacităţilor de difuzie ale dispozitivelor semiconductoare*

1 Punerea problemei

Orice joncţiune semiconductoare prezintă o capacitate de barieră, datorită sarcinii spaţiale acumulate în regiunea de trecere a joncţiunii (sarcină determinată de atomii de impuritate ionizaţi), şi o capacitate de difuzie, datorită sarcinii purtătorilor minoritari acumulaţi în exces în regiunile global neutre din punct de vedere electric.

Capacitatea de difuzie în cazul unei joncţiuni P^+N groase (pentru simplificarea tratării se consideră o joncţiune de tip P^+N la care curentul de electroni este neglijabil faţă de curentul de goluri), care satisface condiţia ca regiunile neutre să fie mult mai lungi decît lungimile de difuzie ale purtătorilor minoritari, se calculează în cadrul teoriei clasice a lui Shockley [1], [2] (din studiul regimului variabil) şi are pentru frecvenţe joase expresia :

$$C_0' = \frac{1}{2} e^2 \frac{L_p p_n}{KT} \in \frac{eE_a}{KT}, \qquad (1.1)$$

unde e este sarcina electronului ;

K — constanta lui Boltzman ;
T — temperatura absolută ;
L_p — lungimea de difuzie a golurilor în regiunea N ;
p_n — concentraţia golurilor în regiunea N la echilibrul termic ;
τ_p — timpul de viaţă al golurilor în regiunea N ;
E_a — polarizarea în c.c. a joncţiunii.

* Lucrare prezentată în cadrul sesiunii ştiinţifice a Institutului politehnic-Bucureşti, din 7—8 aprilie 1962.

Expresia (1.1) este valabilă pînă la frecvenţele cele mai joase (la limită pînă la frecvenţa zero). Capacitatea (1.1) este însă de două ori mai mică decît capacitatea calculată în regim staţionar cu formula :

$$C_0 = \left(\frac{dQ_0}{du_a}\right)_{u_0 = E_a} \qquad (1.2)$$

unde Q_0 reprezintă sarcina de goluri acumulată în regiunea neutră a joncţiunii P^+ N.

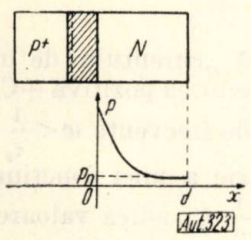


Fig. 1. Distribuţia golurilor în regiunea N neutră a unei joncţiuni P^+N groase.

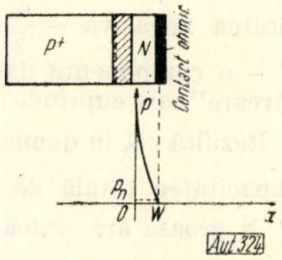


Fig. 2. Distribuţia golurilor în regiunea N neutră a unei joncţiuni P^+N subţiri (se presupune o puternică recombinare de suprafaţă la contactul ohmic [2]).

Într-adevăr, cunoscînd distribuţia golurilor (fig. 1) în regiunea N neutră [1], [2] :

$$p = p_n + \left(p_n \in^{\frac{eEa}{KT}} - 1 \right) \in^{-\frac{x}{L_p}}, \qquad (1.3)$$

şi calculînd sarcina totală Q_0 :

$$Q_0 = e\int_0^d (p - p_n)\,dx \simeq e\int_0^\infty (p - p_n)\,dx, \qquad (1.4)$$

rezultă imediat :

$$C_0 = \frac{e^2}{KT} L_p\, p_n \in^{\frac{eEa}{KT}}. \qquad (1.5)$$

În expresia (1.4) d reprezintă grosimea regiunii N neutre. Se va observa că valoarea (1.5) este dublul valorii (1.1).

În cazul unei diode subţiri (lungimea regiunii N neutră este cu mult mai mică decît lungimile de difuzie ale purtătorilor minoritari (fig. 2). Valorile capacităţilor obţinute fie prin studiul regimului variabil, fie cu formula (1.2) sînt identice :

$$C_d = \frac{1}{2}\frac{e^2}{KT} p_n\, w \in^{\frac{eEa}{KT}}. \qquad (1.6)$$

De asemenea, în cazul tranzistorului pentru capacitatea de difuzie a colectorului sau emitorului, se obţine aceeaşi valoare, fie din studiul regimului variabil, fie calculînd capacităţile cu expresiile :

$$C_{d_e} = \frac{\partial Q_b}{\partial u_e} \quad C_{d_c} = \frac{\partial Q_b}{\partial u_c}, \qquad (1.7)$$

unde : Q_b este sarcina de goluri acumulată în bază.

Scopul lucrării de faţă este să arate de ce, la joncţiunea P^+ N groasă, capacitatea de difuzie nu poate fi calculată cu formula (1.2), pe cînd la joncţiunea subţire şi la tranzistor acest lucru este posibil.

2. Deducerea expresiei curentului prin joncţiune în funcţie de sarcina de goluri în exces acumulată în regiunea N neutră

Scriind legea continuităţii golurilor în regiunea N neutră a unei joncţiuni P^+ N sau a tranzistorului PNP :

$$\frac{\partial p\,(x, t)}{\partial t} = -\frac{p - p_n}{\tau_p} - \frac{\operatorname{div} j_p}{e} \qquad (2.1)$$

unde $p(x, t)$ reprezintă distribuţia golurilor în timp şi spaţiu, şi integrînd ecuaţia de mai sus termen cu termen între limitele 0 şi w se obţine :

$$\int_0^w \frac{\delta p}{\delta t}\,dx = -\frac{1}{\tau_p}\int_0^w (p - p_n)\,dx - \frac{1}{e}\int_0^w \operatorname{div} j_p\,dx, \qquad (2.2)$$

sau :

$$\frac{d}{dt} e\int_0^w (p - p_n)\,dx = -\frac{1}{\tau_p} e\int_0^w (p - p_n)\,dx - j_p\Big|_0^w \qquad (2.3)$$

de unde :

$$j_p\,(0) - j_p\,(w) = \frac{Q}{\tau_p} + \frac{dQ}{dt}, \qquad (2.4)$$

în care $Q = e\int_0^w (p - p_n)\,dx$ reprezintă tocmai sarcina totală de goluri acumulată în regiunea N neutră.

Ecuaţia fundamentală (2.4) ia diferite forme după cazul în care este aplicată.

a. *Cazul diodei ideale groase* (P^+N). Aici [1], [2] $j_p\,(w) \simeq 0$ şi $j_p\,(0) \simeq j_a$, j_a fiind densitatea curentului total al joncţiunii. Deci :

$$j_a = \frac{Q}{\tau_p} + \frac{dQ}{dt}. \qquad (2.5)$$

b. Cazul diodei ideale subţiri (P^+N). În acest caz, gradientul distribuţiei golurilor în punctul $x = w$ este mare, după cum reiese şi din figura 2, încît $j_p'(w)$ nu mai poate fi neglijat. Se obţine :

$$j_a = j_p\,(w) + \frac{Q}{\tau_p} + \frac{dQ}{dt}. \qquad (2.6)$$

c. Cazul tranzistorului (PNP). Este evident că în acest caz $j_p(0)$ reprezintă curentul de emiter, iar $j_p\,(w)$ este curentul la joncţiunea colectorului. Diferenţa lor este tocmai curentul de bază :

$$j_b = \frac{Q}{\tau_p} + \frac{dQ}{dt}.$$

Această formulă, de altfel binecunoscută, este utilizată la tratarea tranzistorului prin „metoda sarcinii" [4].

3. Schema echivalentă pentru impedanța de difuzie a joncțiunii groase, la joasă frecvență

Curentul prin joncțiunea groasă (2.5) este dat de două componente :

$\frac{Q}{\tau_p}$ — reprezintă curentul de difuzie corespunzător unei anumite sarcini acumulate în regiunea N neutră. Acest curent va fi numit [3] „componenta de transport și recombinare" a curentului de difuzie ;

$\frac{dQ}{dt}$ — reprezintă curentul de încărcare a regiunii N neutre cu goluri. Acest curent va fi numit [3] „componenta de încărcare a curentului de difuzie".

Curentul și sarcina se pot scrie sub forma :

$$i_a = I_{ao} + I_1 \epsilon^{i\omega t}, \tag{3.1}$$

$$Q = Q_0 + Q_1 \epsilon^{i\omega t}, \tag{3.2}$$

unde, la semnale mici :

$$|Q_1| \ll Q_0 \quad |I_1| \ll I_{ao}. \tag{3.3}$$

Ecuația (2.5) scrisă pentru regimul variabil devine :

$$I_1 = \frac{Q_1}{\tau_p} + i\omega\, Q_1. \tag{3.4}$$

Concentrația golurilor în regiunea N neutră are o distribuție de forma :

$$p(x,t) = p_0(x) + p_1(x)\epsilon^{i\omega t},\ p_1 \ll p_0. \tag{3.5}$$

p_0 are expresia (1.2), iar $p_1(x)$ are expresia [1], [2] :

$$p_1(x) = p_n \epsilon^{\frac{eEa}{KT}} \cdot \frac{e\,U_1}{KT} \epsilon^{-\sqrt{1+i\omega\tau_p}\cdot\frac{x}{L_p}}. \tag{3.6}$$

Rezultă atunci :

$$\underline{Q}_1 = e\int_0^d p_1\,dx = \frac{1}{2}\frac{e^2}{KT} L_p\, p_n \frac{\epsilon^{\frac{eEa}{KT}}\,\underline{U}_1}{\sqrt{1+i\omega\tau_p}}. \tag{3.7}$$

Ținînd seamă de (1.5), expresia de mai sus devine :

$$\underline{Q}_1 = \frac{C_0\underline{U}_1}{\sqrt{1+i\omega\tau_p}} \simeq C_0\underline{U}_1\left[1 - \frac{1}{2} i\omega\tau_p\right], \tag{3.8}$$

deoarece la joasă frecvență $\omega \ll \frac{1}{\tau_p}$.

Introducînd expresia (3.8) a lui $\underline{Q}_1$ în expresia (3.4), se obține :

$$\underline{I}_1 = \frac{C_0\,\underline{U}_1}{\tau_p}\left(1 - \frac{1}{2} i\omega\tau_p\right) + i\omega\, C_0\underline{U}_1\left(1 - \frac{1}{2} i\omega\tau_p\right). \tag{3.9}$$

Admitanța de difuzie totală are atunci expresia :

$$\underline{Y}_d = \frac{\underline{I}_1}{\underline{U}_1} = \left[\frac{C_0}{\tau_p} - \frac{1}{2} i\omega\, C_0\right] + \left[i\omega\, C_0 + \frac{1}{2}\omega^2 C_0\tau_p\right]. \tag{3.10}$$

Admitanța comportă două componente principale :

— o componentă datorită „curentului de transport și recombinare" care cuprinde capacitatea negativă $-\frac{C_0}{2}$;

— o componentă datorită „curentului de încărcare" care cuprinde capacitatea pozitivă $+C_0$.

Rezultă că, în domeniul de frecvențe $w < \frac{1}{\tau_p}$, capacitatea totală de difuzie a unei joncțiuni P^+N groase are valoarea $\frac{1}{2}\,C_0$, adică valoarea (1.1).

Diferența dintre cele două valori (1.1) și (1.5) se explică prin aceea că transportului (urmat de recombinare) de goluri prin difuzie în regiunea N neutră îi corespunde o capacitate negativă care marchează efectul inductiv al inerției golurilor [3].

Notînd $\frac{C_0}{\tau_p} = \frac{1}{R_i}$ și $R_c = \frac{R_i}{2\omega\,\tau_p}$,

în figura 3 se reprezintă schema echivalentă detaliată pentru admitanța de difuzie.

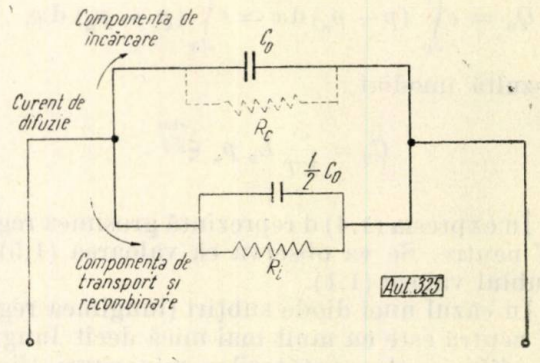


Fig. 3. Schemă echivalentă pentru joncțiunea P^+N groasă, la frecvențe joase.

Pentru frecvențele joase $R_c \gg R_i$, și din acest motiv, în schemă R_c a fost desenată punctat.

4. Schema echivalentă detaliată pentru joncțiunea subțire, la frecvențe joase

Curentul prin joncțiunea subțire este dat de expresia (2.6). Avînd în vedere condițiile la limită* (fig. 2) pentru această joncțiune, se deduce [2] următoarea expresie pentru distri-

* Pentru $x = w$ se va lua $p \simeq 0$.

buția componentei variabile a concentrației golurilor :

$$p_1 = p(0) \cdot \frac{\operatorname{sh} \frac{w-x}{L_p} \underline{s}}{\operatorname{sh} \frac{w}{L_p} \underline{s}} \cdot \frac{e\underline{U}_1}{KT}, \qquad (4.1)$$

unde :

$$p(0) = p_n \epsilon^{\frac{eEa}{KT}}, \qquad (4.2)$$

$$\underline{s} = \sqrt{1 + i\omega\tau_p}. \qquad (4.3)$$

Componenta variabilă a sarcinii înmagazinate în regiunea N neutră va fi :

$$\underline{Q}_1 = e\int_0^w p_1 \, dx = \frac{e\,p(0)\,L_p}{\underline{s} \operatorname{sh} \frac{w}{L_p} \underline{s}} \cdot \left[\operatorname{ch} \frac{w}{L_p} \underline{s} - 1\right] \cdot \frac{e\underline{U}_1}{KT}. \qquad (4.4)$$

Avînd în vedere că $w \ll L_p$ și că la frecvențe joase $\omega\tau_p \gg 1$, atunci funcțiile hiperbolice din expresia de mai sus se pot dezvolta în serie și reținn numai primii termeni ai dezvoltării. Se obține :

$$\underline{Q}_1 = \frac{e\,p(0)\,w}{2} \cdot \frac{e\underline{U}_1}{KT}. \qquad (4.5)$$

Curentul de încărcare al regiunii N neutre va fi :

$$\frac{dQ}{dt} = i\omega \underline{Q}_1 = i\omega \frac{e^2}{KT} \cdot \frac{p(0)\,w}{2} \cdot \underline{U}_1, \qquad (4.6)$$

de unde rezultă următoarea capacitate de încărcare a joncțiunii :

$$C_0 = \frac{e^2}{KT} \cdot \frac{p(0)\,w}{2} = \frac{e^2}{KT} \cdot \frac{p_n w}{2} \epsilon^{\frac{eEa}{KT}}. \qquad (4.7)$$

O altă componentă a curentului prin joncțiunea subțire, conform formulei (2.6), este curentul de recombinare în regiunea N neutră :

$$\frac{\underline{Q}_1}{\tau_p} = \frac{e\,p(0)\,w}{2\tau_p} \cdot \frac{e}{KT} \underline{U}_1. \qquad (4.8)$$

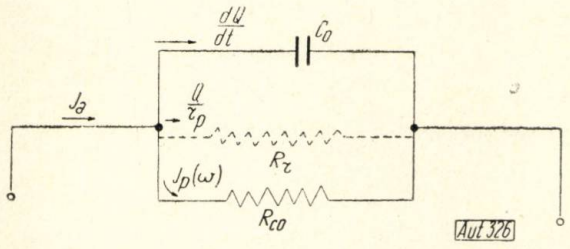


Fig. 4. Schemă echivalentă pentru joncțiunea $P^+ N$ subțire, la frecvențe joase.

Acestui curent îi corespunde o rezistență (fig. 4) :

$$R_\tau = \frac{KT}{e^2} \cdot \frac{2\tau_p}{p(0)\,w}. \qquad (4.9)$$

Se observă imediat că acestei componente a curentului nu-i mai corespunde un efect inductiv, avînd în vedere grosimea foarte mică a regiunii N neutre în comparație cu lungimea de difuzie. Efectul inductiv se va face însă marcat la frecvențe înalte, problemă de care nu ne ocupăm aici.

Conform formulei (2.6), curentul prin joncțiunea subțire mai cuprinde și componenta $j_p(w)$. Acesta este curentul de goluri care trece prin volumul regiunii N neutre, goluri care se recombină la contactul ohmic. Utilizînd expresia curentului de difuzie :

$$j_p = -eD_p \frac{dp}{dx}, \qquad (4.10)$$

se deduce imediat :

$$\underline{I}_{1p} = \frac{e\,p(0)\,D_p}{\operatorname{sh} \frac{w}{L_p} \underline{s}} \cdot \frac{\underline{s}}{L_p} \cdot \frac{e\underline{U}_1}{KT} \simeq \frac{e^2}{KT} \cdot \frac{p(0)\,D_p}{w} \underline{U}_1. \qquad (4.11)$$

Acestei componente a curentului îi corespunde, de asemenea, o rezistență (fig. 4) care are valoarea :

$$R_{co} = \frac{KT}{e^2} \cdot \frac{w}{p(0)\,D_p}. \qquad (4.12)$$

Este interesant acum de comparat ordinul de mărime al rezistențelor R_τ și R_{co}. După cum se poate observa trebuie să se compare mărimile $\frac{2\tau_p}{w}$ și w/D_p. Ținînd seamă de relația $L_p = \sqrt{D_p \tau_p}$ rezultă că :

$$\frac{2\tau_p}{w} = 2\left(\frac{L_p}{w}\right)^2 \cdot \frac{w}{D_p} \gg \frac{w}{D_p}. \qquad (4.13)$$

De aceea, rezistența corespunzătoare recombinării de volum este mult mai mare decît rezistența corespunzătoare recombinării la contactul ohmic. Acest lucru este normal din punct de vedere fizic avînd în vedere grosimea foarte mică a regiunii N neutre. În definitiv, în expresia (2.6) pentru frecvențe joase, componenta $\frac{Q}{\tau_p}$ poate fi neglijată, astfel încît se poate scrie :

$$j_a \simeq j_p(w) + \frac{dQ}{dt}. \qquad (4.14)$$

Mai trebuie remarcat faptul că singurul element reactiv care apare în schema echivalentă la semnale mici și frecvențe joase este capacitatea de încărcare. În acest caz, capacitatea totală de difuzie este egală cu capacitatea de încărcare. Tocmai de aceea este posibil să se calculeze capacitatea de difuzie a joncțiunii subțiri prin calculul sarcinii staționare înmagazinate în regiunea N neutră. Acest lucru poate fi ușor

verificat. Calculînd distribuţia golurilor în regiunea N neutră în regim staţionar şi apoi sarcina Q_0 din această regiune, se găseşte :

$$Q_0 = \frac{e\,p\,(0)\,L_p}{\operatorname{sh}\frac{w}{L_p}} \cdot \left[\operatorname{ch}\frac{w}{L_p} - 1\right] \simeq \frac{e\,p\,(0)\,w}{2} \qquad (4.15)$$

sau

$$Q_0 = \frac{e\,p_n\,w}{2} \in^{\frac{eu_a}{KT}}, \qquad (4.16)$$

de unde :

$$C_0 = \left(\frac{\mathrm{d}\,Q_0}{\mathrm{d}\,u_a}\right)_{u_a = E_a} = \frac{e^2\,p_n\,w}{2\,K\,T} \in^{\frac{eE_a}{KT}}, \qquad (4.17)$$

adică exact expresia (4.7).

5. Cazul tranzistorului (P N P). Concluzii

Cazul tranzistorului este asemănător joncţiunii subţiri, avînd în vedere că grosimea bazei — regiune N neutră din punct de vedere electric — este mult mai mică decît lungimea de difuzie a purtătorilor minoritari. Cu alte cuvinte, în domeniul frecvenţelor joase, dacă Q_1 reprezintă componenta variabilă a sarcinii acumulate în bază, atunci, la fel ca la joncţiunea subţire, mărimii $iw\ Q_1$ îi va corespunde un curent pur capacitiv, pe cînd mărimii Q_1/τ_p un curent rezistiv (fără efect inductiv). De aceea nu mai este nevoie de a repeta aici o demonstraţie în totul similară cu aceea prezentată pentru joncţiunea subţire. Se va observa însă că acum curentul $iw\ Q_1$ se poate datora fie variaţiei în timp a tensiunii emitor-bază, fie a tensiunii colector-bază.

În primul caz se defineşte capacitatea de difuzie a emitorului (C_{de}), în al doilea caz capacitatea de difuzie a colectorului (C_{dc}). Aceste capacităţi pot fi însă foarte bine calculate prin cunoaşterea regimului staţionar, cu ajutorul formulelor (1.7). Expresiile capacităţilor C_{de} şi C_{dc}, deduse din cunoaşterea regimului staţionar, coincid exact cu valorile deduse din studiul regimului variabil [2]. Se poate trage atunci concluzia că utilizarea formulelor de forma (1.2), (1.7) este posibilă atunci cînd sarcina de purtători minoritari se acumulează într-o regiune de grosime mult mai mică decît lungimea de difuzie a purtătorilor minoritari. Altfel, trebuie să se ţină seamă de efectul inductiv al inerţiei purtătorilor minoritari la trecerea lor printr-o regiune de grosime comparabilă sau mai mare decît lungimea de difuzie. În acest caz, efectul inductiv afectează valoarea capacităţii de difuzie chiar la frecvenţele cele mai joase.

În încheiere se va remarca, că şi în cazul tuburilor electronice se întîlneşte o situaţie asemănătoare. În timp ce capacitatea diodei (la joasă frecvenţă) nu se poate calcula cunoscînd numai regimul staţionar, capacităţile grilei unei triode (C_{ga} şi C_{gc}) se pot calcula, la frecvenţe joase, prin cunoaşterea regimului staţionar [5]. În cazul dispozitivelor semiconductoare, situaţia este similară cu deosebirea că trebuie să se facă distincţie între dioda groasă şi dioda subţire, ultima fiind de fapt mai apropiată de funcţionarea unui tranzistor. Într-adevăr, dacă tranzistorul este o structură P N P, dioda subţire constituie o structură P N M, unde M reprezintă metalul (contactul ohmic cu o anumită viteză de recombinare). La această structură, regiunea N are exact rolul bazei unui tranzistor, cu deosebirea că aici nu se conectează un electrod suplimentar, deci structura PNM constituie de fapt un tranzistor cu bază în gol.

BIBLIOGRAFIE

[1] Shockely, W.: Electrons and holes in semiconductors. New-York, 1950.
[2] Drăgănescu, M.: Procese electronice în dispozitive semiconductoare de circuit. Bucureşti, Editura Academiei R.P.R., 1962.
[3] Drăgănescu, M.: Asupra capacităţii de difuzie a unei joncţiuni PN. In: Studii şi cercetări de fizică, nr. 1, 1962.
[4] Tănăsescu, T.: Circuite cu tranzistoare. Bucureşti, Editura tehnică, 1961.
[5] Drăgănescu, M.: Capacităţile tuburilor electronice şi dependenţa lor de condiţiile de funcţionare. Dizertaţie, Institutul politehnic, Bucureşti, 1956.

Edmond NICOLAU şi Constantin BĂLĂCEANU – Bucureşti

Contribuţii la cibernetica neuronului

1. Fără nici o îndoială că cibernetica a adus un progres deosebit de important în studiul neuronului. Prezentul articol are drept scop să expună unele din cercetările recente întreprinse pentru înţelegerea mecanismelor intime care au loc în neuron.

Principala concluzie care se degajă din aceste cercetări este că neuronul funcţionează ca un dispozitiv analogic şi nu ca unul digital.

2. Neuronul este elementul de bază al sistemului nervos. El este format dintr-un

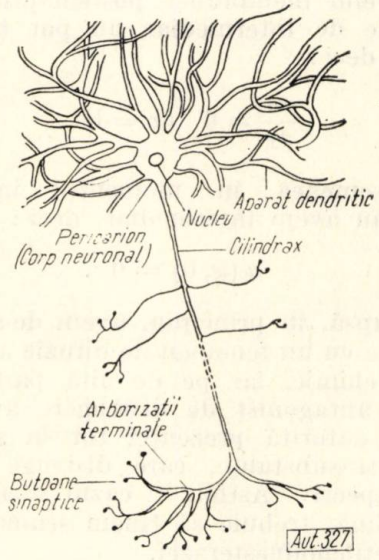


Fig. 1. Reprezentarea schematică a unui neuron tip.

corp (soma) care are mai multe prelungiri. Dintre acestea, una se numeşte axon şi reprezintă sistemul de transmisiune la distanţă a neuronului, celelalte prelungiri se numesc dendrite şi formează, împreună cu corpul neuronal, porţiunea receptoare a neuronului. La neuron sosesc terminaţiile altor neuroni. Contactul dintre neuroni se realizează prin intermediul sinapselor, care se situează atît pe corpul neuronal cît şi pe dendrite.

În figura 1 se reprezintă schematic neuronul tip. Aşa după cum rezultă din această figură, neuronul poate fi considerat ca un sistem de telecomunicaţii. Este probabil că neuronul reprezintă unul dintre cele mai mici sisteme de telecomunicaţii, avînd în vedere faptul că dimensiunile corpului neuronal sînt la om în medie de ordinul a 25—50 μ, dar axonul are lungimi variabile, de la cîţiva μ (ca în interiorul retinei) pînă la cîţiva metri, ca în cazul nervului sciatic de la om sau de la mamiferele superioare.

În studiul de faţă se investighează neuronul tip din sistemul nervos central, denumit aci pe scurt „neuron".

În prezentul articol se studiază transmiterea semnalelor prin neuroni.

Ca orice sistem de telecomunicaţii, neuronul are o serie de intrări şi de ieşiri. Menţionăm că neuronul prezintă de obicei mai multe ieşiri, însă toate acestea sînt dispuse în paralel, astfel încît este suficient să urmărim ce se întîmplă numai la una din aceste ieşiri.

În mod normal, neuronul este stimulat printr-o serie de intermediari chimici, care îl influenţează la nivelul sinapselor. Se cunosc diverşi intermediari chimici, ca acetilcholina, noradrenalina, serotonina, dopamina.

Atunci cînd neuronul este excitat cu o intensitate suficient de mare, pe axon se produc impulsuri electrice care au toate aceeaşi amplitudine, dar a căror frecvenţă de repetiţie depinde de intensitatea excitaţiei.

Se remarcă de la început faptul că în sistemul nervos neuronii interacţionează. Studiul neuronilor nu se poate face izolînd fenomenele electrice de cele chimice, deoarece în timp ce pe axon avem de-a face cu fenomene electrice, la nivelul sinapsei intervin numai fenomene chimice. Un lanţ de neuroni este deci echivalent cu un lanţ format din dispozitive electrice şi chimice dispuse alternativ.

Neuronul nu funcţionează niciodată izolat. În sistemul nervos central el este totdeauna inclus într-o reţea. El, primeşte informaţii de la unul sau mai mulţi neuroni care au terminaţii axonale pe polul lui receptor şi dă informaţii prin propriile lui terminaţii axonale.

Din punct de vedere cibernetic, sistemul de telecomunicaţii format de un neuron poate fi considerat ca începînd la ieşirea din neuronul precedent şi sfîrşind la terminaţiile sale axonale (fig. 2).

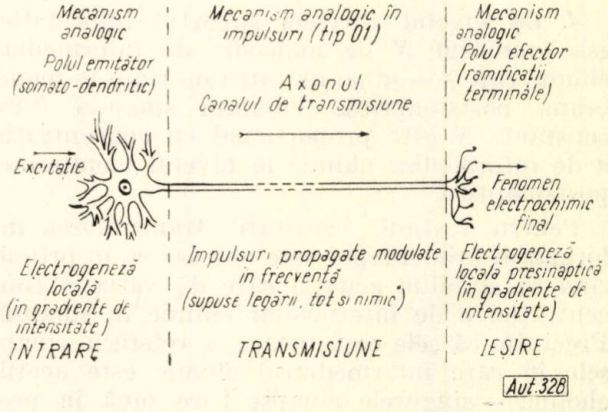


Fig. 2. Neuronul considerat ca un sistem de telecomunicaţii.

3. Sinapsa este o structură care asigură transmiterea informaţiei de la un neuron la alt neuron sau de la un neuron la organul efector (celulă musculară, celulă secretorie, organ electric).

Toate sinapsele, indiferent de formă sau de dimensiune, se compun din următoarele elemente (fig. 3):

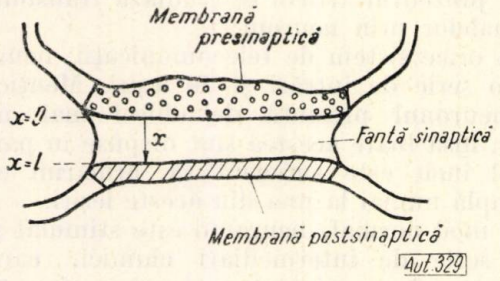


Fig. 3. Reprezentarea schematică a unei sinapse.

a) o membrană presinaptică (în continuare cu membrana axonală a neuronului presinaptic);

b) o membrană postsinaptică (în continuare cu membrana somatodendritică a neuronului postsinaptic sau cu membrana organului efector);

c) o fantă sinaptică, care nu comunică cu exteriorul şi care separă cele două membrane mai sus amintite.

Procesele care au loc la nivelul sinapsei sînt complexe.

După cum s-a arătat, membrana presinaptică poate fi considerată ca intrarea în sistemul de transmisiune constituit din neuron. Mărimea de intrare este reprezentată de impulsurile nervoase de pe axon.

Parametrul care defineşte această mărime de intrare este perioada de repetiţie a impulsurilor.

Membrana presinaptică traduce acest parametru într-un flux de molecule de intermediar chimic, eliberat în fanta sinaptică.

Ne propunem ca în cele ce urmează să determinăm legea transmiterii informaţiei prin sinapsă.

4. La nivelul sinapsei suportul informaţiei este numărul N de molecule de intermediar chimic care sosesc pe unitatea de timp la membrana postsinaptică. Volumul sinapsei fiind constant, N este proporţional cu concentraţia a de intermediar chimic la nivelul membranei postsinaptice.

Pentru a studia cantitativ transmiterea informaţiei prin sinapsă este necesar ca în primul rînd să stabilim ecuaţia care dă variaţia concentraţiei a de intermediar chimic în sinapsă. Precizăm că cele ce urmează se referă la sinapsele în care intermediarul chimic este acetilcholina — singurele sinapse care pînă în prezent au fost suficient studiate. Mecanismele fizico-chimice care intervin în sinapsă sînt următoarele:

Intermediarul chimic se eliberează cu un flux cunoscut $f(t)$, de către membrana presinaptică. Intermediarul chimic eliberat difuzează în fanta sinaptică.

Datele de microscopie electronică arată că sinapsa este de formă cilindrică, de grosime 1, astfel încît putem considera că a variază numai în funcţie de distanţa x — măsurată normal pe membranele sinaptice — şi de timpul t.

Fie $x = 0$ suprafaţa membranei presinaptice. Conform celor de mai sus avem:

$$\frac{\partial a}{\partial x} = f(t) \quad (x = 0) \; . \tag{1}$$

La nivelul membranei postsinaptice $x = 1$, moleculele de intermediar nu pot trece mai departe, deci:

$$\frac{\partial a}{\partial x} = 0 \quad (x = 1) \; . \tag{2}$$

De asemenea, în momentul iniţial, în sinapsă nu avem intermediar, deci:

$$a(x, 0) = 0 \; . \tag{3}$$

În sinapsă, în principiu, avem de-a face pe de o parte cu un fenomen de difuzie a intermediarului chimic, iar pe de altă parte cu un fenomen antagonist de distrugere a intermediarului, datorită prezenţei tot în sinapsă a unei contrasubstanţe, care distruge intermediarul respectiv. Astfel, în cazul sinapselor cu acetilcholină, trebuie să ţinem seama de prezenţa acetilcholinesterazei.

Se poate admite, într-o primă aproximaţie, că efectul contrasubstanţei este proporţional cu concentraţia de intermediar chimic. Cu această ipoteză plauzibilă, avînd în vedere faptul că contrasubstanţa este în exces, ecuaţia care dă concentraţia de intermediar în sinapsă se poate scrie

$$\frac{\partial^2 a}{\partial x^2} + \alpha \frac{\partial a}{\partial x} + \beta a = 0 \tag{4}$$

unde α şi β sînt două constante.

Ecuaţia (4), împreună cu condiţiile pe frontieră (1)—(3) permit să evaluăm concentraţia de intermediar la nivelul membranei postsinaptice.

5. După ce au străbătut spaţiul sinaptic, moleculele de substanţă activă ajung la suprafaţa membranei postsinaptice. Numărul de molecule existente la un moment dat pe unitatea de suprafaţă a membranei postsinaptice este z.

La suprafaţa membranei postsinaptice moleculele de intermediar se fixează într-un strat monomolecular, pe o proteină receptoare.

Această proteină a fost izolată în cazul sinapselor care reacţionează la acetilcholină. La

nivelul acestei proteine moleculele de acetilcholină se fixează instabil în locuri prestabilite, printr-o legătură ionică (forţa coulombiană), o legătură covalentă şi prin forţele nespecifice ale lui Van der Waals.

De aci rezultă caracterul finit al numărului locurilor posibile de fixare, număr care depinde atît de densitatea locurilor admisibile pe proteina receptoare, cît şi de suprafaţa membranei postsinaptice.

În cazul sinapselor acetilcholinice, s-a precizat că o moleculă de acetilcholină ocupă pe membrană o suprafaţă de 30 pînă la 50 Å^2.

Există deci o limită, un număr maxim M de molecule de substanţă activă ce se pot fixa la un moment dat pe membrana postsinaptică.

Se ştie că fixarea moleculelor de intermediar pe proteina receptoare nu este stabilă.

Numărul n de molecule fixate depinde de instabilitatea legăturii de fixare, numărul z de molecule ce se află în vecinătatea suprafeţei membranei şi numărul $(M - n)$ de locuri neocupate pe suprafaţa acestei membrane. Se poate scrie

$$n = kz\,(M - n) \tag{5}$$

unde z se poate determina prin integrarea ecuaţiei (4), iar k este o constantă caracteristică de echilibru.

Moleculele de intermediar fixate sînt în parte distruse de contrasubstanţă.

Substanţa activă astfel nu se poate acumula şi nici nu poate satura membrana postsinaptică.

Fiecare moleculă de substanţă activă modifică forma proteinei receptoare, iar această modificare de formă, printr-un mecanism încă necunoscut, schimbă selectiv permeabilitatea ionică a membranei postsinaptice.

Membrana postsinaptică răspunde la fixarea substanţei active printr-o serie de migraţiuni ionice, numărul n_j al ionilor ce migrează prin membrană fiind proporţional cu numărul moleculelor fixate

$$n_j = h_j n \tag{6}$$

în care h_j este un coeficient de proporţionalitate, iar indicele j arată tipul de ioni la care ne referim.

Migraţiunile ionice determină modificări de potenţial electric ale membranei postsinaptice.

6. Se vor numerota sinapsele în mod arbitrar şi vom simboliza o sinapsă oarecare prin indicele ei i şi prin semnalul de intrare s. Semnalul la intrarea în sinapsa i se va nota $s_i(t)$.

Fluxul de intermediar $s\,(t)$ la nivelul intrărilor excitatorii determină apariţia unui fenomen electrotonic, sub forma unei modificări a diferenţei de potenţial între suprafeţele membranei postsinaptice (aşa-numitul potenţial transmembranic postsinaptic), a cărui amplitudine A este funcţie de excitaţia $s_i(t)$.

Conform datelor electrochimice, potenţialul electric variază logaritmic în funcţie de concentraţia ionilor în prezenţă. Aceste rezultate au fost confirmate experimental şi în cazul neuronului. Se poate deci scrie că A variază logaritmic în funcţie de s.

La nivelul sinapsei i subsistă relaţia

$$A_i\,(t) = K_i \ln s_i + m \tag{7}$$

unde K_i este un coeficient de proporţionalitate, care poate fi diferit de la sinapsă la sinapsă; m este de asemenea o constantă.

În literatură se întîlnesc studii în care neuronul este considerat ca un automat cu un număr finit de stări. După unii autori acest număr de stări este de 2, considerîndu-se neuronul ca avînd două stări, şi anume o stare de excitaţie şi una de inhibiţie. După alţi autori acest număr este de 3, neuronul putîndu-se afla în stările de excitaţie, repaus sau inhibiţie.

Indiferent de punctul de vedere adoptat, adică considerîndu-se şi stările inhibitorii ca stări posibile, rezultatele privind potenţialul transmembranic nu se modifică. În cazul sinapselor excitatorii, coeficientul K are un anumit semn, în timp ce la cele inhibitorii, la care se produce o hiperpolarizare a membranei, semnul lui K se modifică.

Să admitem că $s\,(t)$ variază în timp ca un impuls dreptunghiular, de amplitudine s_M.

Fenomenul electrotonic $A\,(t)$ începe cu un decalaj în timp faţă de $s\,(t)$, în sensul că dacă $s\,(t)$ începe la momentul t_0, $A\,(t)$ începe la momentul $t_0 + \eta$, în care η este o constantă numită „întîrziere sinaptică".

Modificarea A nu încetează instantaneu în momentul încetării excitaţiei, ea prezentînd o anumită inerţie echivalentă cu o memorie locală de scurtă durată. La încetarea bruscă a excitaţiei s (t), avem

$$A\,(t) = A_M \exp\,(-t/\tau) \tag{8}$$

în care t este timpul, τ este o constantă de timp caracteristică ce poate varia eventual în funcţie de anumiţi factori humorali sau de memorie a neuronului, iar A_M este amplitudinea răspunsului electrotonic. În concluzie, variaţia în timp a potenţialului postsinaptic este complexă şi depinde de un factor extern $s\,(t)$ (semnalul de intrare) şi de o serie de factori interni (K, m, τ).

7. Fenomenul electric declanşat de semnalul $s\,(t)$ se propagă în lungul membranei dendritice şi al corpului neuronal. Aceasta înseamnă că orice punct D de pe membrana somatodendritică a neuronului îşi va avea modificată starea electrotonică S. Această propagare se face însă cu decrement, în sensul că amplitudinea modificării de stare dintr-un punct dat scade pe măsură ce fenomenul se propagă, cu alte cuvinte, excitaţia membranei este mai puţin intensă în puncte mai depărtate de sinapsa excitată. Dacă $A_i\,(t)$ este potenţialul

transmembranic la nivelul sinapsei i (a cărei poziție spațială pe neuron este definită de vectorul $\bar{r}_i$), atunci modificarea S a stării electronice, produsă într-un punct oarecare D, definit prin vectorul de poziție $\bar{r}$, este dată de relația

$$S_D(t) = A_i(t)\,\psi(d_i) \tag{9}$$

în care $\psi(d)$ este funcția care exprimă legea propagării pe distanța d măsurată pe suprafața neuronului. Măsurarea se face geodezic, adică pe drumul cel mai scurt de la sinapsa i la punctul D considerat.

Transmiterea semnalului electric pe dendrită reprezintă o a doua formă de memorie locală, de asemenea de scurtă durată.

Relația (9) exprimă răspunsul membranei neuronale în cazul excitării unei singure sinapse. În realitate însă neuronul are mai multe sinapse, numărul lor putînd ajunge la cîteva mii.

În cazul în care neuronul primește mai multe excitații în diferite sinapse și în momente ce nu depășesc eficiența celor două tipuri de memorie amintite, membrana neuronului le însumează printr-un mecanism încă obscur. Aceasta înseamnă că se poate scrie

$$S_D(t) = \sum_i A_i(t)\,\psi(d_i) \tag{10}$$

indicele i referindu-se la toate sinapsele neuronului.

Insumarea se referă atît la aspectul spațial (intervine funcția $\psi(d)$), cît și la aspectul temporal (prin intermediul lui $A_i(t)$).

Expresia (10) redă starea de excitație sau inhibiție centrală a neuronului, definită de Sherrington. Ea exprimă simbolic ansamblul proceselor de excitație, inhibiție, facilitare și modulare din neurofiziologie.

8. Experiența arată că starea actuală a neuronului depinde și de stările anterioare ale neuronului respectiv, ceea ce presupune existența în neuron și a altor dispozitive de memorizare de lungă durată. Nu se cunoaște încă exact natura acestui mecanism, dar pot interveni următoarele grupe de fenomene : remanieri anatomice (redimensionări sau înmulțiri de sinapse), modificări ale conductanței membranei receptoare, remanieri ale stereoizomeriei macromoleculelor nucleoproteice din neuron, intervenția aparatului nevroglic etc.

Nu toate modificările A influențează la fel neuronul. Dacă se notează cu Z starea memoriei în momentul t, atunci se poate scrie simbolic

$$Z = \iint_{\Sigma\,0}^{t} \varepsilon A\,\mathrm{d}t\,\mathrm{d}\sigma \tag{11}$$

unde ε este un factor de pondere, Σ este suprafața membranei receptoare a neuronului, iar $\mathrm{d}\sigma$ este elementul de arie al acestei suprafețe.

Starea S a unui punct oarecare D de pe membrana somatodendritică, la momentul t, depinde deci atît de excitațiile actuale A cît și de cele din trecut, prin intermediul memoriei

$$S = S(A, Z). \tag{12}$$

Esențial din punct de vedere funcțional este potențialul S_0 al regiunii de origine D_0 a axonului neuronal, adică a locului de trecere de la membrana receptoare și integratoare la cea axonală sau de transmisiune. Mărimea S_0 se poate determina în funcție de valoarea, numărul, poziția spațială și distribuția în timp a semnalelor de intrare S, în funcție de constantele neuronale de propagare decrementală, precum și de intervenția diferitelor forme de memorie neuronală.

O primă concluzie deosebit de importantă este aceea că polul receptor nu se comportă ca o simplă stație releu, ci ca un calculator analogic, extrem de complex.

Trebuie observat, de asemenea, că S nu are numai două stări posibile — ca un releu — ci o infinitate de gradații, cuprinse între două limite. Limita superioară este dată de cosiderente energetice (depășirea unei anumite intensități de excitare electrică putînd duce la distrugerea neuronului), iar limita inferioară fiind condiționată de prezența zgomotului de fond.

9. Starea S_0 definită mai sus acționează asupra membranei axonale, determinînd două fenomene : detonarea și perioada refractară.

a) Dacă S_0 depășește o anumită valoare-prag, membrana axonală răspunde printr-o detonare (vîrf sau spike), care este de fapt o negativare bruscă a membranei, negativare a cărei amplitudine și desfășurare în timp sînt independente de valoarea lui S_0, dacă este satisfăcută condiția

$$S_0 \geqslant p \tag{13}$$

în care p este o valoare-prag. În acest caz, axonul răspunde conform legii „tot sau nimic".

Cinetica detonării este reprezentată de relația

$$f_1(t) = I \exp\,(-t/\theta) \tag{14}$$

în care I este amplitudinea descărcării, iar θ — constanta de timp a fenomenului.

Faptul că I — deci și $f_1(t)$ — sînt independente de mărimea lui S_0 a făcut ca neuronul să fie considerat ca un sistem binar care, în funcție de îndeplinirea sau neîndeplinirea condiției (13), dă sau nu dă un răspuns la ieșire.

În realitate, situația este cu totul alta, așa cum se va vedea imediat.

b) Odată cu detonarea în membrana axonală se produce un al doilea proces, care se exteriorizează prin variația în timp a pragului p. Aceasta produce ca rezultat apariția perioadei refractare, în cursul căreia aparatul energetic neuronal restabilește starea electrică a

membranei. Variaţia în timp a perioadei refractare este reprezentată în figura 4.

După o perioadă refractară absolută d, de 0,5—1 ms, în timpul căreia excitarea neuronului (în sensul producerii descărcărilor) nu mai este posibilă, urmează perioada refractară relativă, în timpul căreia valoarea pragului scade exponenţial într-un interval de 20 ms, pînă la o valoare P_m caracteristică

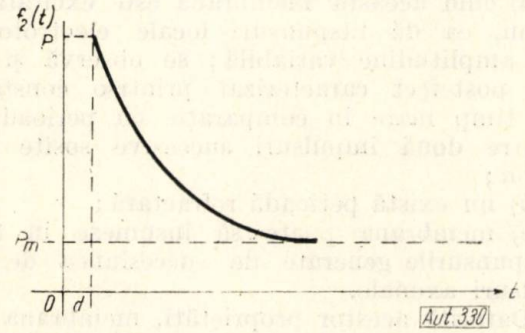


Fig. 4. Variaţia în timp a perioadei refractare.

pentru neuronul considerat. Această revenire poate fi aproximată prin relaţia

$$f_2(t) = P \exp(-t/\gamma) + P_m \qquad (15)$$

în care γ este constanta de timp proprie perioadei refractare, iar P este valoarea pragului în momentul cînd perioada refractară relativă începe.

Formula (15) este valabilă pentru

$$t > t_0 + d$$

unde t_0 este momentul detonării, iar d este durata perioadei refractare absolută. Mărimea d este o constantă a neuronului.

c) Dacă S_0 are o valoare excitantă pe o durată mai scurtă decît d, evident că răspunsul neuronului va fi un singur vîrf.

De obicei însă S_0 are o durată mai mare decît d, astfel încît pe axon apare o succesiune de impulsuri.

10. Ne propunem ca în cele ce urmează să stabilim o relaţie între intensitatea excitaţiei şi perioada de repetiţie a impulsurilor de pe axon. Aceasta se va face considerînd numai legea care dă variaţia în timp a perioadei refractare. Cu alte cuvinte, este o considerare descriptivă a fenomenelor.

Să considerăm că se excită membrana axonală cu o intensitate a excitaţiei constantă, care determină o stare electrică $S_0 > p$ la rădăcina axonului. În momentul în care s-a produs primul impuls, membrana axonală trece în starea refractară absolută. Apoi variaţia în timp a pragului se face în conformitate cu relaţia (15), valoarea pragului scăzînd mereu. În momentul în care pragul devine egal cu excitaţia, se produce o nouă detonare.

Dacă se alege originea timpului astfel încît să coincidă cu producerea unui impuls, atunci impulsul următor se produce după o perioadă T, dată de ecuaţiile

$$S_0 = P \exp(-T'/\gamma) + P_m \qquad (16)$$

unde

$$T = T' + d$$

în care T' este intervalul de timp care trece între sfîrşitul perioadei refractare absolute şi apariţia noii detonări.

Grafic situaţia se prezintă ca în figura 5.

Dacă excitaţia se menţine constantă, detonările se vor repeta ritmic, cu perioada T.

În modul acesta se ajunge la posibilitatea de a stabili o relaţie cantitativă între T şi S_0.

După calcule simple se ajunge la următoarea formulă

$$T = \gamma \ln \frac{P}{S_0 - P_m} + d \qquad (17)$$

Rezultă de aci că frecvenţa de repetiţie a impulsurilor variază aproximativ direct proporţional cu logaritmul intensităţii S_0 a stării de excitaţie a neuronului la originea axonului.

Precizăm că metodica propusă de noi nu explică variaţia exponenţială în timp a pragului în timpul perioadei refractare. Dar, admi-

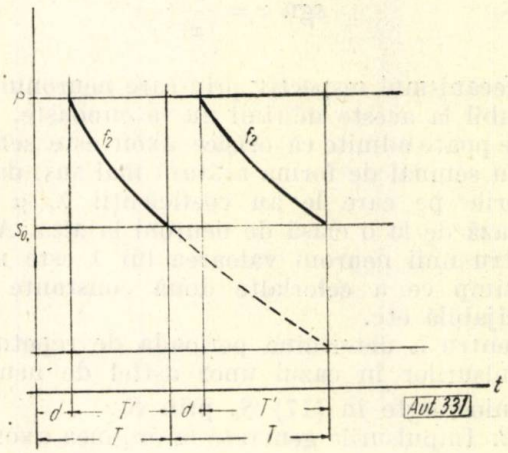


Fig. 5. Construcţie grafică pentru rezolvarea ecuaţiei (16).

ţînd această lege ca un fapt experimental, se poate stabili legătura căutată între T şi S_0.

Expresia stabilită de noi are sens numai pentru semnale care sînt mai mici decît P şi mai mari decît pragul minim P_m.

O concluzie importantă care se desprinde este următoarea : în nici un caz neuronul nu poate fi considerat ca un sistem digital, în sensul că informaţia care se transmite prin neuron nu este codată digital, ci analogic. Codarea se face trecînd de la valoarea mărimii de excitaţie S_0 la un sistem de impulsuri modulate

în frecvenţă şi care au toate aceeaşi amplitudine.

Rădăcina axonului este regiunea în care se face codarea stării electrice a membranei somatodendritice neuronale în impulsuri modulate în frecvenţă. Neuronul trebuie deci considerat ca un dispozitiv analogic, deoarece există o relaţie continuă între perioada T de repetiţie a impulsurilor şi excitaţia S_0.

11. În exemplul de mai sus s-a considerat cazul cel mai simplu, în care axonul răspunde numai la starea de excitaţia S_0. Din datele experimentale rezultă însă că există neuroni care sînt capabili de a răspunde la variaţiile stărilor de excitaţie. Astfel, de exemplu, în cazul excitării retinei s-au pus în evidenţă fibre pe care apar semnale numai la stabilirea şi anularea excitaţiei, ca şi fibre care dau un semnal numai la anularea excitaţiei. Aceasta înseamnă că există axoni care sînt sensibili nu numai la semnalul S, ci şi la derivatele sale şi, mai mult chiar, la semnul acestor derivate. Pentru astfel de neuroni mărimea care se codifică în impulsuri modulate în frecvenţe este de forma

$$S_0' = \lambda S_0 + \mu \frac{dS_0}{dt} + \nu \operatorname{sgn} \frac{dS_0}{dt} \qquad (18)$$

unde λ, μ şi ν sînt nişte constante, iar

$$\operatorname{sgn} x = \frac{x}{|x|}$$

Mecanismul respectiv prin care neuronul este sensibil la aceste mărimi nu se cunoaşte.

Se poate admite că orişice axon este sensibil la un semnal de forma arătată mai sus, dar că valorile pe care le au coeficienţii λ, μ şi ν variază de la o clasă de neuroni la alta. Astfel pentru unii neuroni valoarea lui λ este mare în timp ce a celorlalte două constante este neglijabilă etc.

Pentru a determina perioada de repetiţie a impulsurilor în cazul unor astfel de neuroni, se înlocuieşte în (17) S_0 prin S_0'.

12. Impulsurile generate la originea axonului se propagă apoi cu o viteză constantă de-a lungul axonului, pînă la extremitatea ramificaţiilor sale.

Ne găsim în faţa unui sistem de transmisiune de informaţii care foloseşte un cod de impulsuri modulate în frecvenţă. Banda sistemului este limitată, în sensul că impulsurile încep de la o frecvenţă minimă, care depinde de valoarea constantei de timp γ, şi ajung la o frecvenţă de repetiţie maximă, determinată de perioada refractară absolută.

Transmiterea semnalelor de-a lungul axonului se face prin două mecanisme diferite, după cum fibra este mielinică sau amielinică. În primul caz transmisiunea se face saltatoriu, de la un nod al lui Ranvier la alt nod al lui Ranvier, în timp ce în celălalt caz se face în mod continuu prin transmisiune din aproape în aproape.

13. La extremitatea ramificaţiilor axonului se află porţiunea terminală a membranei neuronale.

Experimental s-a stabilit că această membrană terminală are unele proprietăţi care o deosebesc de membrana axonală:

a) cînd această membrană este excitată de axon, ea dă răspunsuri locale electrotonice de amplitudine variabilă; se observă şi aici un postefect caracterizat printr-o constantă de timp mare în comparaţie cu perioada T dintre două impulsuri succesive sosite prin axon;

b) nu există perioadă refractară;

c) membrana poate să însumeze în timp răspunsurile generate de succesiunea de impulsuri axonale.

Datorită acestor proprietăţi, membrana terminală se comportă ca un sistem de decodare. Trenurile de impulsuri modulate în frecvenţă sînt transformate în modificări electrotonice, amplitudinea diferenţei de potenţial transmembranic fiind proporţională cu frecvenţa impulsurilor. Fenomenul de decodare nu este încă suficient de studiat din punct de vedere experimental.

14. La nivelul membranei terminale se află o regiune specială: membrana presinaptică, care reprezintă ieşirea din neuron.

Fenomenul electrotonic, generat de impulsurile axonale, invadează membrana presinaptică printr-o propagare lentă cu decrement. Membrana presinaptică are proprietatea de a elibera, după cum am văzut, un flux de intermediar chimic, atunci cînd la nivelul ei se produce o modificare de echilibru ionic. Fluxul de intermediar este proporţional cu amplitudinea fenomenului electrotonic, numit şi potenţial presinaptic.

Prin aceasta am trecut în revistă principalele probleme cibernetice ale neuronului.

15. Se poate da deci o schemă logică a neuronului.

Diferitele mesaje de la intrare sosesc la un sumator în care se realizează o însumare temporo-spaţială a mesajelor de intrare.

Sumatorul acţionează asupra unui mecanism de generare de impulsuri G, care intră în funcţiune numai dacă se depăşeşte un anumit prag. Deci, mecanismul G presupune existenţa unui element prag P. Elementele G şi P pot fi separate sau grupate în acelaşi bloc funcţional.

În paralel cu sumatorul şi cu generatorul, se află un dispozitiv de memorare M — corespunzător memoriei de durată — care face ca unele mesaje primite de neuron în decursul existenţei sale să fie păstrate un timp îndelungat. Starea lui M influenţează în orice moment atît pe $\sum$ cît şi pe G.

Trebuie presupus că acest dispozitiv de memorare este prevăzut cu un filtru F, care selectează mesajele memorate.

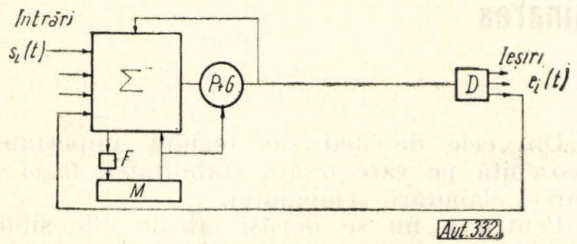


Fig. 6. Schema logică a neuronului.

16. Rezultă de aici că, din punct de vedere cibernetic, corpul neuronului este echivalent cu un întreg calculator electronic.

În nici un caz neuronul nu funcţionează ca un simplu releu.

Actualmente nu se poate încă răspunde la importanta problemă a relaţiei funcţionale dintre semnalele chimice la ieşirea dintr-un neuron şi semnalele chimice la intrarea în neuronul respectiv. Cu alte cuvinte funcţia de transfer a neuronului nu este cunoscută. Deşi din cele expuse rezultă că în momentul de faţă ştiinţa dispune de date numeroase privind neuronul, totuşi astăzi nu se cunoaşte încă caracteristica dispozitivului terminal de decodare de la nivelul membranei presinaptice.

Consideraţii de ordin general ne fac să credem că avem de-a face cu o funcţie de transfer liniară pentru întregul neuron. Fiecare neuron poate fi descris printr-un operator A, astfel încît se poate scrie simbolic următoarea relaţie operaţională între mărimea de intrare s în neuron şi mărimea de ieşire e:

$$e = As. \tag{19}$$

La rîndul ei, e devine mărime de intrare pentru neuronul următor

$$e^{(n)} = s^{(n+1)}.$$

Dacă se notează prin $s^{(1)}$ semnalul de intrare la primul neuron considerat, atunci, admiţînd că toţi neuronii sînt identici, pentru un lanţ de n neuroni avem

$$e^{(n)} = A^n s^{(1)}.$$

Dacă neuronii nu sînt identici, atunci

$$e^{(n)} = \prod_i^n A_i s^{(1)} \tag{20}$$

unde A_i este funcţia de transfer a neuronului care ocupă rangul i în lanţul considerat.

În organisme n poate avea valori foarte mari, în unele cazuri de ordinul miilor.

Pentru a nu avea o comprimare exagerată a mesajelor, este de aşteptat ca A_i să fie o constantă sau ca produse de operatori succesivi să dea constante

$$\prod_j^k A_i = a. \tag{21}$$

În cazul cel mai simplu de imaginat, decodarea presinaptică corespunde unei antilogaritmări.

Cibernetica reţelelor neuronale rămîne deocamdată o problemă deschisă.

BIBLIOGRAFIE

[1] Nicolau, Edm., Bălăceanu, C.: *Cibernetica*, Editura Ştiinţifică, Bucureşti, 1961.

[2] Bălăceanu, C., Nicolau, Edm.: *Schema logică a neuronului*. Neurologia, Psihiatria şi Neurochirurgia, 4 (1962) (sub tipar).

[3] Nicolau, Edm., Bălăceanu, C.: *Neuronul ca element analogic*. Comunicare prezentată la sesiunea de comunicări ştiinţifice în domeniul automaticii, organizată de Academia R.P.R., Bucureşti, 8–9 noiembrie 1962.

PAVEL GHELFAN

Magnetometru de inducţie pentru determinarea micilor magnetizări remanente

Determinarea magnetizărilor remanente mici îşi găseşte o importantă aplicaţie în domeniul cercetării subsolului.

Vectorul magnetizării remanente a rocilor constituie un indiciu de mare importanţă pentru lucrările geologice.

În cazul rocilor sedimentare, care au un conţinut în magnetită redus, determinarea vectorului magnetizării remanente este legată de dificultăţi deosebite, dat fiind valoarea sa foarte mică. (În general sub 10^{-5} u.e.m. CGS/cm^2.)

În afară de aceasta eşantioanele care se extrag de la adîncime sînt de dimensiuni reduse, nedepăşind cîţiva cm^3.

Sînt cunoscute de mai multă vreme cîteva metode directe bazate pe interacţiunea cîmpului eşantionului studiat cu un cîmp omogen, sau cu cîmpul neomogen al unei perechi de magneţi astatizaţi, coaxiali, formînd un echipaj mobil[1].

În afară de acestea, o oarecare extindere au căpătat magnetometrele de inducţie, bazate pe măsurarea tensiunii ce apare la bornele unui traductor inductiv, dispus convenabil în cîmpul periodic, ce se poate genera rotind eşantionul în jurul unei axe de simetrie.

Această tensiune este foarte mică, o limită inferioară a momentelor magnetice întîlnite neexistînd.

Soluţia amplificării selective [1], [2], [3], [4], [5] a selecţiei cumulative în timp [1], sau simultan a ambelor, (6) pentru determinarea semnalului periodic foarte mic, furnizat de traductor în prezenţa unui fond de zgomot mare datorit cîmpurilor parazite industriale, este abordată de mai mulţi autori.

Principiul de funcţionare

Magnetometrul de inducţie descris în cele ce urmează [7], bazat pe amplificarea selectivă a semnalului indus într-un traductor de cîmpul periodic determinat de rotirea eşantionului analizat, a fost construit pentru orientarea magnetică a carotelor şi studii de paleomagnetism [8].

Dispozitivul de rotire a eşantionului comandă simultan un generator de reper, care produce un semnal sinusoidal în raport cu care se determină faza tensiunii induse în traductorul amintit anterior, corespunzătoare unghiului proiecţiei vectorului magnetizării remanente, într-un plan perpendicular pe axa de rotaţie, cu o direcţie marcată pe suportul eşantionului, stabilită la etalonare.

Din cele de mai sus rezultă importanţa deosebită pe care o are stabilitatea fazei în cursul elaborării semnalului.

Pentru a nu se depăşi erorile admisibile, stabilitatea necesară este dificil de obţinut, dat fiind numărul mare de etaje şi banda îngustă ce se impun, reclamînd utilizarea unui dispozitiv de rotire de mare stabilitate.

Pentru a elimina necesitatea unui astfel de dispozitiv s-a utilizat o metodă de măsurare potenţiometrică. Semnalul obţinut de la traductor este compensat cu ajutorul unei tensiuni auxiliare de fază şi amplitudine reglabilă obţinută de la generatorul de reper sincronizat de dispozitivul de rotire.

Faza şi amplitudinea semnalului compensator pot fi cunoscute în raport cu un reper stabilit la etalonare după cum se va vedea în descrierea detaliată ce urmează.

Funcţionarea poate fi urmărită pe schema bloc din figura 1.

Eşantionul P este rotit constant cu ajutorul motorului E alimentat prin regulatorul R de la un stabilizator de tensiune St.

Traductorul inductiv T care se află plasat convenabil în cîmpul periodic determinat prin rotirea eşantionului este conectat la intrarea unui amplificator A_1 cu zgomot propriu redus, de la care semnalul este aplicat unui amplificator cu bandă de trecere de 4 Hz A_2, după care se aplică unui alt amplificator selectiv A_3 cu bandă reglabilă între 1 Hz şi cca. 0,15 Hz.

Semnalul este măsurat la ieşirea acestuia din urmă.

Un contact C acţionat sincron cu rotirea eşantionului comandă multivibratorul M de la care se

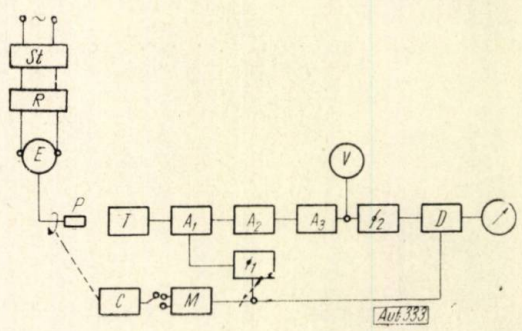


Fig. 1

ia tensiunea de compensare ce se aplică printr-un defazor reglabil etalonat în grade Φ 1 la intrarea amplificatorului A_1.

Tot de la multivibratorul M se ia o tensiune de referinţă pentru detectorul sensibil la fază D.

Acesta din urmă compară faza tensiunii de referinţă cu cea a tensiunii de măsurat, după o prealabilă corecţie de fază Φ_2.

Detectorul sensibil la fază va indica într-o primă aproximaţie sectorul în care se găseşte proiecţia vectorului magnetizării remanente în planul de rotaţie.

Descrierea elementelor componente

Dispozitivul de rotire a eşantionului

Eşantionul este introdus şi fixat într-un pahar fixat în prelungirea unui ax. Acesta din urmă este rotit prin intermediul unei transmisii cu curea avînd raportul 1 : 1,15 de un electromotor asincron.

S-a ales, spre deosebire de realizările precedente care folosesc ax comun, transmisia multiplicativă prin curea, considerîndu-se că este mai avantajos şi eficace a se elimina efectul perturbator al maselor magnetice în mişcare ale motorului şi axului său prin această diferenţă de turaţie care duce implicit la diferenţierea frecvenţei cîmpului favorabil de frecvenţa cîmpului produs de eşantion.

În cazul utilizării unui ax comun, motor-eşantion, cîmpul parazit al pieselor în mişcare poate fi compensat cu un mic magnet permanent [5], fixat convenabil pe ax, dar această compensare este foarte labilă dat fiind pe de o parte influenţa factorilor externi (temperatură, cîmpul terestru, cîmpuri industriale) care modifică momentul rezultant de compensat, iar pe de altă parte valoarea extrem de mică, ce trebuie să se obţină pentru momentul magnetic rezidual.

Axul şi paharul în care se introduce proba s-au executat din lemn.

Toate încercările anterioare cu materiale plastice nu au dus la rezultate satisfăcătoare din cauza efectelor electrostatice, menţionate de altfel de majoritatea autorilor citaţi, sau a impurităţilor colectate la prelucrare.

Chiar şi în cazul lemnului se constată, cînd atmosfera este uscată, puternice perturbaţii datorite efectelor electrostatice.

S-a ales o turaţie de 1680 rot/min a probei, corespunzătoare unei frecvenţe de 28 Hz, avîndu-se în vedere necesitatea unui interval suficient între aceasta din urmă şi frecvenţa reţelei, precum şi de limitarea impusă turaţiei de proprietăţile mecanice inferioare ale pieselor în mişcare.

Traductorul inductiv

Urmărindu-se atenuarea efectului cîmpurilor parazite o primă posibilitate este oferită de faptul că acestea au un caracter mai uniform spre deosebire de cel al probei.

Traductorul a cărui schiţă este prezentată în figura 2 se bazează pe această observaţie.

După cum se vede el este constituit din două bobine identice avînd două înfăşurări legate în opoziţie fiecare, dimensionate astfel încît tensiunea indusă rezultantă pe o bobină să fie nulă, într-un cîmp omogen.

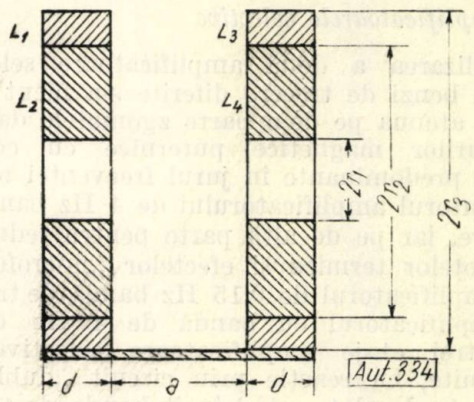


Fig. 2

Condiţia aplicată unei componente sinusoidale oarecare a rezultantei cîmpurilor perturbatoare omogene :

$$\frac{E}{2} = \omega \pi n^2 \, dH \left[\int_{r_1}^{r_2} r^2 dr - \int_{r_2}^{r_3} r^2 \, dr \right] = 0$$

conduce la

$$2r_2^3 = r_1^3 + r_3^3$$

în ipoteza unui bobinaj uniform.

S-a notat :

E — tensiunea rezultantă a traductorului ;
ω — pulsaţia componentei perturbatoare ;
n — numărul de spire al unei bobine ;
r_1, r_2, r_3 — razele delimitînd cele două înfăşurări ;
H — cîmpul perturbator de pulsaţie ω.

O reducere suplimentară a efectului cîmpurilor externe s-a realizat, după conectarea bobinelor, printr-o orientare convenabilă astfel încît s-au compensat într-o oarecare măsură şi efectele reziduale între ele, pentru o anumită distribuţie a surselor în încăpere. Bobinele confecţionate au următoarele date de execuţie :

$r_1 = 12{,}5$ mm
$r_2 = 47{,}7$ mm
$r_3 = 60$ mm
$d = 10$ mm
$a = 28$ mm
$n = 80\,000$

Forţa electromotoare rezultantă datorită eşantionului se poate arăta că atinge 20÷30% din tensiunea indusă pe înfăşurarea interioară în cazul unei aşezări convenabile şi al unei alegeri judicioase a dimensiunilor traductorului faţă de paharul port-eşantion.

Un calcul complet al eficacității traductorului este prezentat în lucrările [1] și [3].

Utilizarea a două bobine dublează sensibilitatea magnetometrului, posibilitate neexploatată în realizările citate.

Amplificatoarele selective

Utilizarea a două amplificatoare selective avînd benzi de trecere diferite s-a făcut pentru a atenua pe de o parte zgomotele datorite cîmpurilor magnetice puternice cu componente predominante în jurul frecvenței rețelei, cu ajutorul amplificatorului de 4 Hz bandă de trecere, iar pe de altă parte pentru reducerea zgomotelor termice și efectelor „microfonice" cu amplificatorul de 0,15 Hz bandă de trecere.

Amplificatorul cu bandă de 4 Hz constă din trei etaje amplificatoare selective RC obișnuite, cu reacție prin circuit „dublu t", acordate decalat, astfel încît banda de trecere să fie de 4 Hz.

Alegerea unei atari benzi s-a făcut experimental, avînd în vedere că amplificarea globală depășind valoarea de 10^6, stabilitatea ansamblului reclamă acordarea, cu decalaje cît mai mari, a etajelor selective, pentru a se reduce pericolul oscilațiilor datorite cuplajului prin sursă.

Amplificatorul selectiv de bandă variabilă constă dintr-un cascod modificat [10] realizat pe tuburile T_1 și T_2 din figura 3 și un circuit

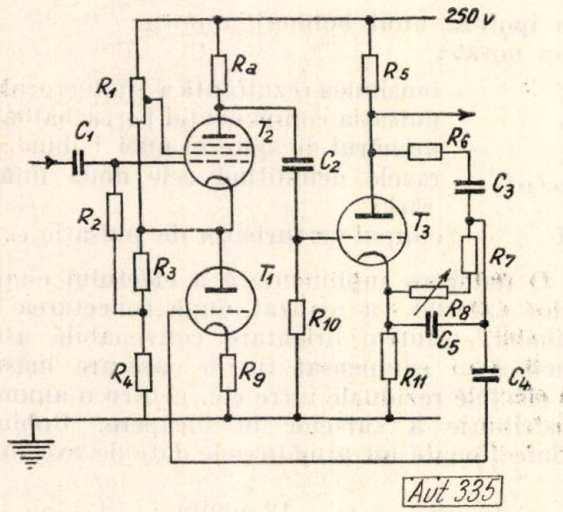


Fig. 3

de reacție selectivă RC realizat pe trioda T_3.

Condițiile deosebite, bandă de trecere de 0,15 Hz și stabilitate ce se impun acestui amplificator au cerut alegerea unei soluții care să asigure un reglaj comod și o stabilitate satisfăcătoare în decursul unei utilizări de 6 ÷ 8 ore a aparatului.

Amplificarea importantă ce se obține pe cale de reacție utilizînd montajul cascod din schemă asigură obținerea benzii de 0,15 Hz fără ca să avem o trecere în semiplanul stîng a caracteristicii amplitudine-fază a rețelei selective.

Aceasta se poate exprima

$$A = \frac{S_1 R_a}{1 + \frac{Z_{int}}{R_1} + \frac{Z_{int}}{R_{i1}}}$$

unde S_1 și R_{i1} sînt parametrii tubului T_1, iar Z_{int} impedanța între catodul pentodei T_2 și masă, avînd în vedere că $Z_{int} = \frac{1}{S_2} + \frac{Ra}{\mu_2}$ poate fi făcută printr-o alegere a unui tub T_2 cu parametrii S_2, μ_2 convenabili să satisfacă condiția

$$Z_{int} \ll R_1$$

în care caz componenta alternativă a curentului anodic prin T_1 este obligată să circule prin sarcina R_a a triodei T_2.

Pentru tuburile utilizate (6J8 și ECC 85) s-a obținut $A = 2000$, cu $R_a = 0{,}2$ MΩ și $R_1 = 4{,}5$ kΩ.

Factorul echivalent de calitate ridicat al rețelei selective utilizate în condițiile din schemă (1/3) o face sub aspectul simplității să fie de preferat unui circuit dublu T.

Circuitele de formare a semnalului compensator, defazoarele și detectorul sensibil la fază

Multivibratorul M este un astabil ordinar de la care se ia o tensiune controlată în fază cu ajutorul defazorului prezentat în figura 4,

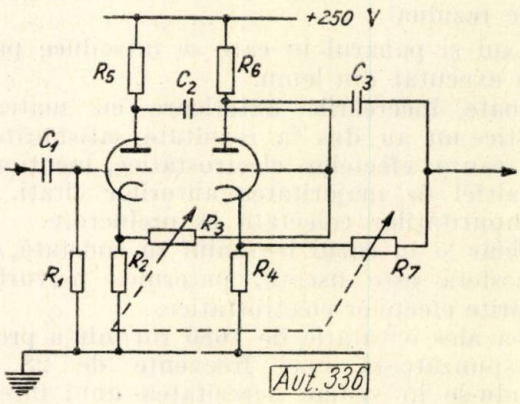


Fig. 4

constînd din două etaje defazoare avînd ca element de reglaj un potențiometru liniar dublu.

Scala de la 0 la π, deși neliniară, care se obține, este totuși satisfăcătoare pentru scopul urmărit.

Detectorul sensibil la fază, figura 5, primește pe trioda T_1 semnalul, iar triodele T_2 lucrează în regim de comutație, grilele lor fiind alimentate în antifază de la multivibrator.

O constantă de timp de cca. 2 s asigură o bună stabilitate şi sensibilitate a detectorului.

Se poate arăta că efectul selectiv al acestuia din urmă determinat de constanta de timp,

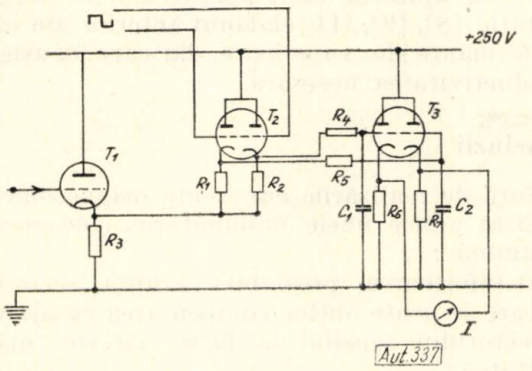


Fig. 5

poate fi mărit mult faţă de limitele practice ce se pot obţine în aceeaşi privinţă cu amplificatoare selective; dar variaţiile de fază ca şi operativitatea redusă împiedică valorificarea acestei proprietăţi.

Schema ansamblului

Semnalul venind de la traductorul inductiv este aplicat amplificatorului cascodă realizat pe tubul T_1 (fig. 5) asupra căruia se iau măsuri

T_2, T_3 şi T_4, semnalul este aplicat amplificatorului cu bandă reglabilă (tuburile T_5, T_6 şi T_7) de unde în sfîrşit se aplică etajului cu tubul T_{10}, indicator de nivel cu instrumentul I_1.

Contactul C acţionat de ax sincronizează în două situaţii, corespunzătoare poziţiilor a şi b ale comutatorului K multivibratorul M, astfel încît acesta din urmă să basculeze în două situaţii decalate cu jumătate de perioadă.

De la multivibrator se ia o tensiune controlată în fază de defazorul realizat pe tubul T_9 (6N8) şi, după o prealabilă filtrare prin celulele R_{63} C_{41}, R_{64} C_{40}, se aplică potenţiometric pe rezistenţa din catod R_1 a primului etaj de amplificare, pentru compensarea semnalului de la traductor.

Controlul amplitudinii acestei tensiuni se face cu potenţiometrul R_{66}.

De la plăcile dublei triode T_8 se ia o tensiune simetrică de referinţă, pentru comanda dispozitivului sensibil la fază realizat pe tuburile T_{11}, T_{12}, T_{13} (6N8) cu ajutorul căruia se poate cunoaşte cu aproximaţie defazajul dintre tensiunea de la traductor şi cea de referinţă, dînd astfel o informare prealabilă asupra sectorului în care se obţine compensarea.

Nivelul semnalului aplicat la acest dispozitiv este controlat de instrumentul I_1 (în absenţa semnalului compensator).

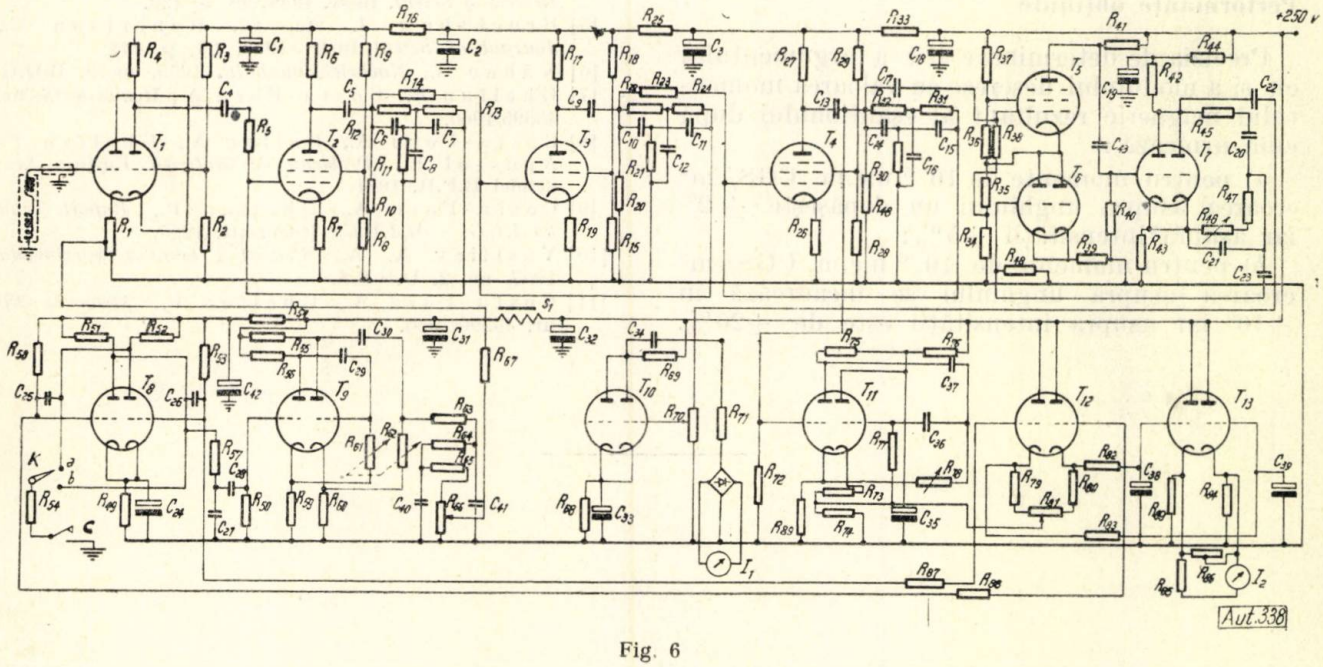


Fig. 6

deosebite de reducere a microfoniei datorite în special vibraţiilor pe frecvenţa de lucru a dispozitivului de rotire, iar încălzirea este efectuată de la o baterie de acumulatori.

Trecînd apoi prin cele trei etaje identice ale amplificatorului de 4 Hz bandă de trecere,

Etalonarea

Un ac magnetic al cărui moment şi orientare sînt cunoscute se fixează în paharul porteşantion marcîndu-i-se poziţia într-un plan de rotaţie care întretaie centrul traductorului.

Faza determinată prin compensarea semnalului de la traductor se ia drept origine iar prin reașezarea acului din 5 în 5 grade se etalonează scala rezistențelor variabile cuplate R_{61}, R_{62}, ale defazorului.

Potențiometrul R_{66} se etalonează în u.e.m. CGS.

Modul de lucru

Proba analizată este tăiată în formă cubică și marcată pe trei fețe cu un reper care la așezarea ei se urmărește să coincidă cu reperul de pe paharul port-eșantion trasat la etalonare.

După pornirea motorului de antrenare se reglează turația acestuia urmărindu-se intrarea în bandă a semnalului de la traductor prin maximul de nivel arătat de instrumentul I_1.

Se reglează apoi amplificarea din potențiometrul R_{70} astfel încît instrumentul I_1 să marcheze un reper.

Dacă amplificarea este insuficientă se mai îngustează banda acționînd rezistența variabilă R_{41}, repetîndu-se apoi operația de reglare a turației motorului. Observînd sectorul anunțat de I_2 se trece la compensare, reglînd succesiv faza și amplitudinea semnalului de compensare pînă ce se anulează semnalul de la traductor.

Performanțe obținute

Precizia de determinare atît a argumentului cît și a modulului descresc cu valoarea momentului magnetic rezultant al eșantionului după cum urmează :

a) pentru momente de 10^{-5} u.e.m. CGS/cm^3 eroarea asupra unghiului nu depășește $\pm 2°$ iar asupra intensității $\pm 5\%$;

b) pentru momente de 10^{-6} u.e.m. CGS/cm^3 eroarea asupra unghiului se încadrează în $\pm 10°$ iar asupra intensității este de $\pm 20\%$.

Aceste performanțe se situează sub cele prezentate în lucrarea [4], dar sînt satisfăcătoare scopului urmărit.

Stabilirea performanțelor s-a făcut comparativ cu ajutorul unui aparat similar magnetostatic [8], [9], [11] elaborat anterior ale cărui performanțe sînt superioare, dar care nu asigură productivitatea necesară.

Concluzii

Față de realizările cunoscute magnetometrul realizat aduce unele îmbunătățiri constructive și anume :

a) informarea prealabilă asupra sectorului în care se poate obține compensarea cu ajutorul detectorului sensibil la fază mărește operativitatea ;

b) utilizarea transmisiei cu raport diferit de 1 și a unor elemente total nemagnetice la dispozitivul de rotire a probei este avantajoasă față de soluția motorului coaxial cu proba, după cum s-a arătat, în cazul folosirii unui motor electric.

BIBLIOGRAFIE

[1] Nagata T., *Magnetism gornih porod.* Moscova, 1956, p. 62, 73, 79.
[2] Berlman R. I., *Brev. Sov.* no. 123606 21. c. 12.
[3] Runcorn S. K., *Methods and techniques in geophysics.* New York, 1960, p. 194.
[4] Johnson E. A., Murphy T., Michelsen P., *Review of Scient.* Instr. 1949, 20, p. 429.
[5] Bruckshaw J. Mc. G., Robertson E., *Journal of Scient.* Instr. 1948, 25, p. 444.
[6] Kähne R., *Nachrichtentechnik*, 1955, nr. 3, R.D.G.
[7] Ghelfan P., Costa-Foru A., *Memoriu OSI* nr. 43595/1960.
[8] Costa-Foru A., Baltac A., Ghelfan P., Apostol E., *Probleme de Geofizică.* Editura Academiei R.P.R. 1961.
[9] Costa-Foru A., Ghelfan P., *Raport, Tema 96 I.L.G. — M.I.P.C.*, București, 1960.
[10] Vasiliev A. A., *Priborî i tehnika experimenta*, 1957, no. 2, U.R.S.S.
[11] Costa-Foru A., Ghelfan P., *Memoriu OSI* nr. 43596/1960.

IANCU PASCARU

Stabilizarea frecvenței unui oscilator cu clistron

Aparatul descris în acest articol a fost realizat în scopul stabilizării frecvenței oscilatorului de microunde al unui spectrograf de rezonanță paramagnetică electronică.

Dezvoltarea spectroscopiei de rezonanță paramagnetică electronică a impus realizarea unor spectrografe de înaltă sensibilitate și stabilitate, lucrînd în domeniul microundelor. Una din măsurile ce se impun pentru obținerea performanțelor maxime, la aceste spectrografe, este stabilizarea frecvenței oscilatorului cu clistron.

Metodele de stabilizare a frecvenței oscilatorilor cu clistroni folosite curent în spectrografele de rezonanță paramagnetică electronică sînt :

a) Sistemul de stabilizare Pound [1] în care se folosește ca referință o cavitate rezonatoare cu factor de calitate mare. Semnalul aplicat la această cavitate produce o tensiune de eroare, a cărei valoare este în funcție de diferența dintre frecvența semnalului și frecvența de acord a cavității rezonatoare, folosită ca referință.

b) Modularea în frecvență a clistronului reflex, obținîndu-se o modulație în amplitudine a purtătoarei de microunde, atunci cînd frecvența clistronului diferă de frecvența de acord a cavității rezonatoare [2].

Sistemul de stabilizare Pound implică complicații constructive. Cea de-a doua metodă necesită modularea în frecvență a purtătoarei de microunde, ceea ce este un dezavantaj în radiospectroscopie, unde se cere ca radiația incidentă să fie pe cît posibil monocromatică.

Pentru a stabiliza frecvența oscilatorului cu clistron al unui spectrograf de rezonanță paramagnetică electronică construit la Institutul de fizică atomică [3] s-a folosit stabilizarea de fază a acestui oscilator [4], [5], comparînd frecvența clistronului cu o armonică superioară a unui oscilator cu cuarț [6]. Acest sistem de stabilizare prezintă avantajul că, prin folosirea unui montaj electronic relativ simplu, se realizează transferul stabilității oscilatorilor cu cuarț la oscilatorii de microunde. De asemenea, purtătoarea de microunde este monocromatică, iar frecvența clistronului reflex este menținută la o valoare cunoscută cu mare precizie, ceea ce este important în determinarea unor parametri spectrali din spectroscopia de rezonanță paramagnetică electronică.

Descrierea aparatului

Schema-bloc a stabilizatorului realizat este arătată în figura 1.

Frecvența de 10 MHz a oscilatorului controlat cu cuarț este multiplicată de 45 ori ($5 \times 3 \times 3$), obținîndu-se la ieșire frecvența de 450 MHz. Prin intermediul unui cablu coaxial, aceste oscilații sînt aplicate la o diodă cu germaniu, montată într-o cavitate rezonatoare, acordată pe frecvența de lucru și cuplată

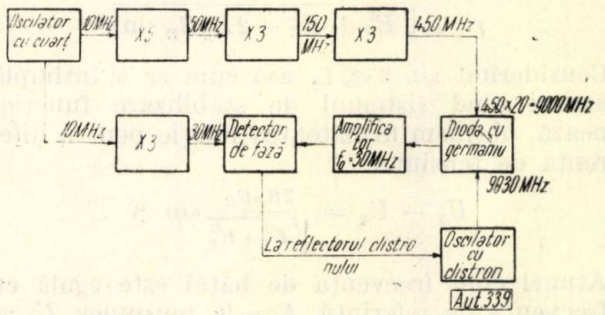


Fig. 1. Schema-bloc a stabilizatorului.

printr-o sondă la ghidul de unde principal. Prin urmare, în cavitatea rezonatoare sînt prezente oscilațiile de microunde generate de clistronul reflex și armonicile superioare ale frecvenței de 450 MHz. Ca referință este folosită armonica 20, respectiv 9000 MHz. La ieșirea diodei cu germaniu se obține o tensiune a cărei frecvență este egală cu diferența dintre frecvența de referință de 9000 MHz și cea dată de oscilatorul cu clistron. Cînd frecvența clistronului este egală cu 9030 MHz se obțin bătăi de 30 MHz, care sînt amplificate și comparate într-un detector de fază cu o tensiune de referință de 30 MHz obținută tot de la oscilatorul cu cuarț.

Dacă frecvența oscilatorului cu clistron se abate de la valoarea de 9030 MHz, variază și frecvența de bătăi, însă orice abatere de frecvență duce imediat la apariția unui defazaj față de tensiunea de referință, care este sesizat de către detectorul de fază și transformat într-o tensiune de eroare care se aplică direct pe reflectorul clistronului reflex.

Detectorul de fază folosit în acest stabilizator este arătat în figura 2, *a*, iar în figura 2, *b* este reprezentată diagrama vectorială.

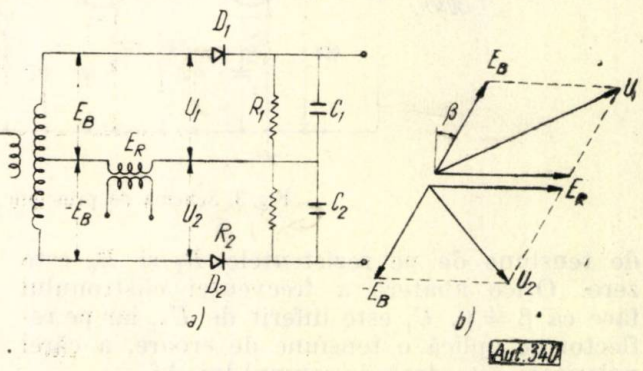


Fig. 2. Detectorul de fază.

Tensiunea de referinţă E_R dată de oscilatorul cu cuarţ este aplicată la diodele D_1 şi D_2 în fază, în timp ce tensiunea de bătăi E_B este aplicată la aceste diode în antifază. Din diagrama vectorială se pot deduce relaţiile pentru tensiunile rezultante U_1 şi U_2 care sînt egale cu :

$$U_1 = \sqrt{E_B^2 + E_R^2 + 2E_B E_R \sin\beta}$$

$$U_2 = \sqrt{E_B^2 + E_R^2 - 2E_B E_R \sin\beta}$$

Considerînd $\sin\beta \ll 1$, aşa cum se şi întîmplă atunci cînd sistemul de stabilizare funcţionează, obţinem următoarea relaţie pentru diferenţa de tensiune

$$U_1 - U_2 = \frac{2E_B E_R}{\sqrt{E_B^2 + E_R^2}} \sin\beta$$

Atunci cînd frecvenţa de bătăi este egală cu frecvenţa de referinţă, $\beta = 0$, tensiunea $U_1 = U_2$, iar tensiunea de eroare egală cu diferenţa de tensiune de pe rezistenţele R_1 şi R_2 este zero. Orice abatere a frecvenţei clistronului face ca $\beta \neq 0$, U_1 este diferit de U_2, iar pe reflector se aplică o tensiune de eroare, a cărei polaritate este dată de semnul lui Δf.

Schema de principiu a stabilizatorului este arătată în figura 3. Oscilatorul cu cuarţ de 10 MHz este realizat cu ajutorul tubului T_1. Circuitele din anodele tuburilor T_2, T_3 şi T_5 sînt acordate pe frecvenţele de 50 MHz, respectiv 150 MHz şi 450 MHz ; tubul T_4 este folosit ca amplificator pe frecvenţa de 150 MHz. Circuitul anodic al tubului T_5 este de tipul „fluture", iar tensiunea de 450 MHz ce se obţine din anoda acestui tub, este aplicată la o diodă de germaniu (ДГС4) care este montată într-o cavitate rezonatoare. Tensiunea de bătăi de 30 MHz ce se obţine de la această diodă este aplicată amplificatorului acordat, realizat cu tuburile T_7, T_8, T_9 şi T_{10}. Tensiunea de referinţă necesară detectorului de fază este obţinută cu ajutoul tubului T_6 folosit ca triplor de frecvenţă.

Detectorul de fază nu are legătură galvanică cu montajul electronic al stabilizatorului, ceea ce permite înserierea tensiunii de eroare dată de detectorul de fază cu tensiunea de alimentare a clistronului. Acest lucru simplifică realizarea practică a aparatului, permiţînd ca alimentarea tuburilor electronice să fie făcută de la un redresor obişnuit, iar redresorul care alimentează clistronul reflex nu necesită

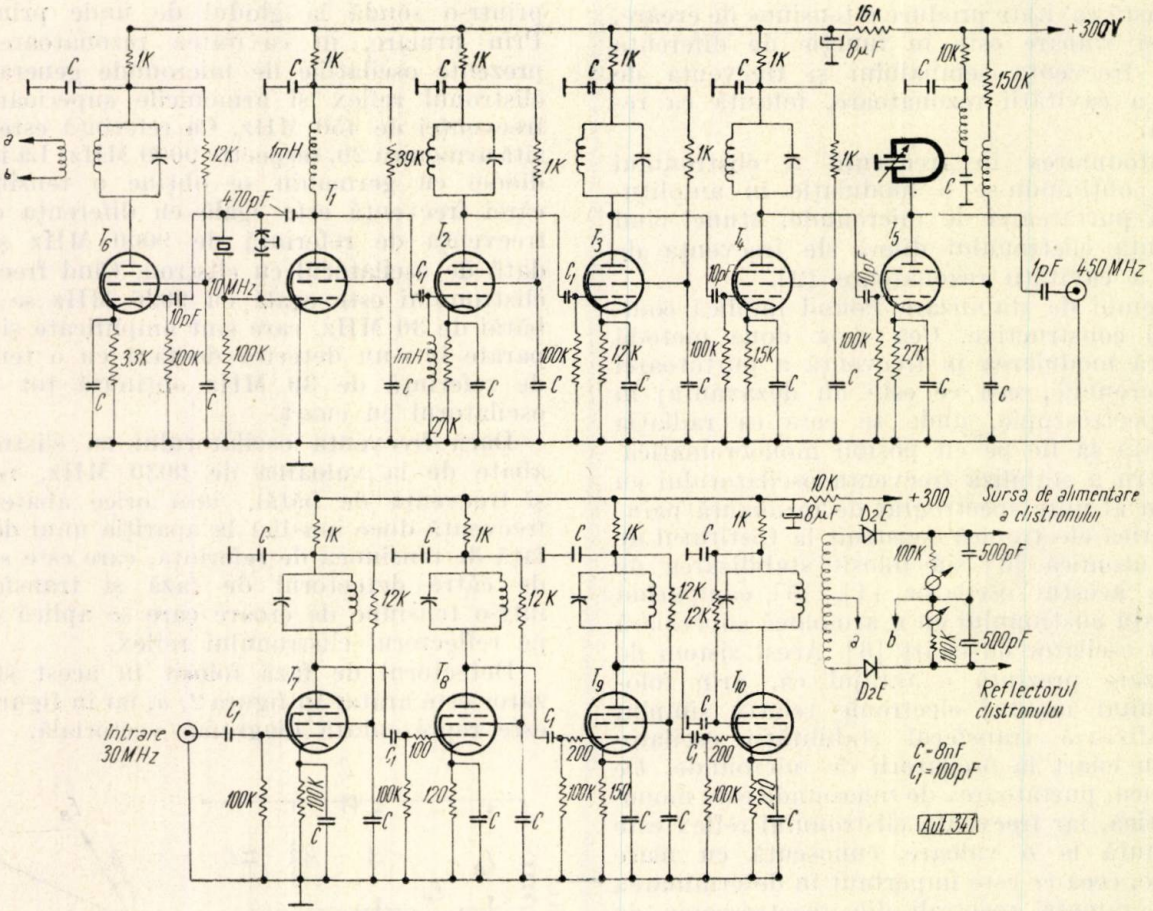


Fig. 3. Schema de principiu a stabilizatorului de frecvenţă.

modificări în vederea adaptării sistemului de stabilizare. Pe panoul frontal al aparatului sînt prevăzute două instrumente care măsoară curentul diodelor detectorului de fază, permiţînd observarea intrării în gama de stabilizare a clistronului. Tuburile folosite sînt de tipul 6Ж1П în afara tubului T_5 care este de tipul 6Ж3П.

Performanţele aparatului

Pentru a măsura stabilitatea în timp a aparatului, s-au realizat doi stabilizatori identici de tipul descris, fiecare stabilizînd frecvenţa

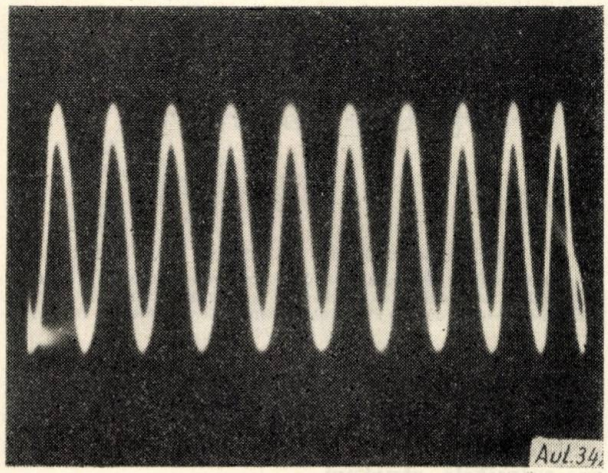


Fig. 4. Oscilograma bătăilor între cei doi oscilatori cu clistroni stabilizaţi.

unui oscilator cu clistron. Puterea de la cei doi clistroni stabilizaţi a fost mixată cu ajutorul unei diode cu germaniu, obţinîndu-se diferenţa de frecvenţă între cei doi clistroni egală cu 1285 kHz. Această diferenţă se datoreşte faptului că cele două cristale de curaţ ale oscilatorului de fază nu oscilează pe aceeaşi frecvenţă. Variaţia diferenţă de frecvenţă de 1285 kHz corespunde unor variaţii de frecvenţă a celor doi oscilatori cu clistroni.

S-a determinat stabilitatea în timp a celor doi oscilatori cu clistroni, măsurîndu-se abaterea frecvenţei de 1285 kHz pe timp de 8 ore. Măsurările s-au făcut cu ajutorul unui frecvenţmetru a cărui precizie este de 10^{-4}, ceea ce raportat la frecvenţa de microunde corespunde unei precizii de măsurare de 10^{-8}. Aceste măsurări indică o stabilitate a celor doi oscilatori cu clistroni de $\pm 2 \cdot 10^{-6}$ pe timp de 8 ore.

Din aceste rezultate se poate trage concluzia că stabilitatea oscilatorului cu cuarţ este practic transferată oscilatorului cu clistron.

În figura 4 este dată oscilograma bătăilor între cei doi oscilatori cu clistroni stabilizaţi (frecvenţa de bătăi egală cu 1 285 kHz). Această oscilogramă confirmă caracterul monocromatic al celor două purtătoare de microunde.

Dacă este necesară o stabilitate mai bună pe timp îndelungat, se impune termostatarea oscilatorului cu cuarţ.

Gama de stabilizare a aparatului este de ± 5 MHz, iar constanta de timp a detectorului de fază este de 50 μ s.

Autorul mulţumeşte ing. Adrian Valeriu şi ing. Paul Drăghicescu pentru interesul acordat acestei lucrări.

BIBLIOGRAFIE

[1] Pound, R. V.: Rev. Sci. Instr. 17, 490 (1946).
[2] Семенов А. Г., Бубнов, Н. Н.: Вестн. А. Н. СССР, 3, 55 (1959).
[3] Pascaru, I., Valeriu, A.: Studii şi cercetări de fizică, XII, 1, 165 (1961).
[4] Peter, M., Strandberg, M. W.: Proc. IRE, 43, 869 (1955).
[5] Берштейн, И. Л. Сибиряков, В.Л.: Радиотехника и Электроника III, 2, 290 (1958).
[6] Pascaru, I.: Studii şi cercetări de fizică XII, 4, 795 (1961).

PENTRU TÎNĂRUL INGINER

E. COJOCARU, D. CIOVICĂ, A. IOSIPESCU

Instalaţie de comandă automată a unui laminor de tablă subţire în pachete

1. Consideraţii generale

În cadrul tendinţei generale de introducere cît mai largă a automatizării în diversele ramuri industriale din ţara noastră şi în special în ramurile de primă importanţă, ca de exemplu siderurgia, s-a pus problema comenzii automate a unui laminor de tablă subţire.

Scopul urmărit prin automatizarea funcţionării laminorului, a fost creşterea productivităţii în raport cu cea obţinută la funcţionarea neautomată, precum şi micşorarea volumului mare de muncă manuală grea, existentă în acest sector de producţie.

Sarcina trasată a fost îngreunată de faptul că tehnologia complexă a laminării tablei „în pachete" se pretează mai puţin comenzilor automate.

Din literatura de specialitate rezultă că la laminoarele de acest tip nu s-a mers pe linia automatizării, ci a îmbunătăţirii continue a mecanizării şi a condiţiilor tehnico-organizatorice de lucru [1].

Tendinţa generală este de a se renunţa la acest tip de laminor „în pachete", în favoarea laminoarelor în benzi : continue, semicontinue sau reversibile [5].

De altfel pentru uzina furnizoare a liniilor de laminare „Ernst Thälmann" din Magdeburg, automatizarea unui laminor de acest tip a constituit prima experienţă.

Din cauza unei serii de deficienţe care nu au făcut posibilă funcţionarea automată a liniei de laminare, s-a impus necesitatea găsirii unor soluţii noi, care să asigure continuitatea în exploatare şi eficienţa economică.

Un prim pas făcut pe drumul automatizării laminorului a fost găsirea unor elemente traductoare noi, corespunzătoare condiţiilor de lucru din laminor şi experimentarea acestora la una din cajele laminorului, asigurîndu-se funcţionarea automată a acesteia.

În articolul de faţă este prezentată noua schemă de comandă automată şi rezultatele obţinute în urma realizării şi experimentării acesteia la una din cajele duo ale laminorului de tablă subţire.

2. Programul de lucru al instalaţiei

2. 1. *Fluxul tehnologic*

Laminorul de tablă subţire cuprinde patru caje de laminare şi anume : o cajă trio (cu trei cilindri) degrosisoare şi trei caje duo (cu doi cilindri), din care una intermediară, iar ultimele două caje finisoare.

Schema-bloc a fluxului tehnologic este arătată în figura 1.

Platinele care constituie materialul iniţial, după o încălzire la 800°C, în cuptorul de pla-

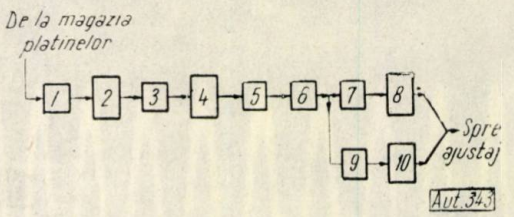


Fig. 1. Schema bloc a fluxului tehnologic :
1 – cuptor platine; *2* – caja trio; *3* – cuptor semifabricate; *4* – caja duo intermediară; *5* – dublor cu foarfecă; *6* – baie de decapare; *7* – cuptor de pachete I; *8* – caja duo de finisare; *9* – cuptor de pachete II; *10* – caja duo de finisare.

tine, sînt laminate în caja trio în trei treceri. La ultima trecere, prin suprapunerea a două platine şi laminarea lor concomitentă se obţin aşa-numitele şturţuri.

După încălzirea acestora, are loc laminarea lor în prima cajă duo — caja intermediară.

În urma terminării laminării, cele două table suprapuse se îndoaie, formîndu-se un pachet din patru table.

Caja intermediară alimentează de obicei în paralel cele două caje duo finisoare.

Urmează o încălzire a pachetelor şi laminarea acestora în cajele finisoare, unde se execută cîte trei — şapte treceri în funcţie de schema de laminare.

După cum am văzut, procedeul laminării tablelor subţiri în pachete impune reîncălzirea repetată a semifabricatelor în cursul trecerii acestora de la o cajă la următoarea.

2.2. *Procesul de laminare*

Deoarece comanda automată a fost aplicată la una din cajele duo ale laminorului, ne vom mărgini să prezentăm pe scurt procesul de laminare a tablei subţiri în pachete la caja duo, pentru o înţelegere mai uşoară a funcţionării schemei de comandă automată.

Cajele duo cuprind fiecare cîte două mese şi anume : o masă basculantă în faţa cajei şi alta ridicătoare în spatele cajei.

Sesizarea poziţiei materialului la caja duo este arătată în figura 2.

Masa basculantă alimentează cu materiale (pachete sau şturţuri) cilindrii de laminare, iar masa ridicătoare din spate execută primirea

şi întoarcerea materialului peste cilindrul superior, pe masa din faţă, în vederea trecerii următoare.

Pe fiecare masă se găseşte cîte un transportor cu lanţuri. Materialul de laminat intră pe masa

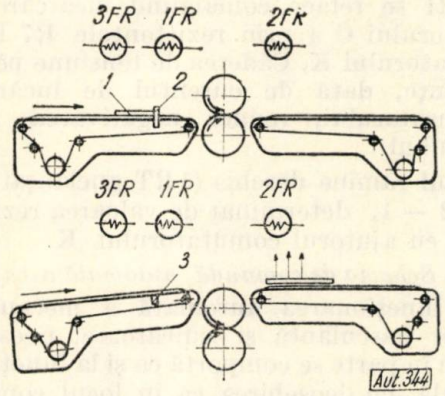


Fig. 2. Sesizarea poziţiei laminatului la caja duo : *1*—laminatul; *2*—opritor „ridicat"; *3*—opritor „coborît".

basculantă din faţă, fiind transportat de lanţuri pînă la un opritor, care se află în poziţia ridicată.

Prin sesizarea prezenţei materialului la opritor de către traductorul primar, asupra căruia se va reveni în cele ce urmează, se dă comanda la bătaia laterală a linialelor, în vederea aranjării şi ghidării corecte a pachetului, şi comanda de coborîre a opritorului.

Materialul este transportat cu ajutorul lanţurilor transportoare pînă la cilindri. Cînd materialul părăseşte al doilea traductor primar, care sesizează prezenţa tablei pe masa basculantă din faţa cajei, se comandă oprirea lanţurilor din mersul lor înainte şi ridicarea ambelor mese.

În poziţia de sus a meselor lanţurile pornesc înapoi, iar cînd materialul părăseşte traductorul primar, care sesizează prezenţa acestuia pe masa ridicătoare din spatele cajei, se dă comanda de coborîre a meselor şi de oprire a lanţurilor din mersul înapoi.

În poziţia de jos a meselor, lanţurile pornesc din nou înainte efectuîndu-se o nouă trecere printre cilindri.

Un ciclu de laminare a unui pachet cuprinde, după caz, în funcţie de sortimentul de tablă ce se laminează, 3-7 treceri.

3. Elementele instalaţiei de comandă automată

3.1. *Traductoare şi aparate*

Pentru asigurarea comenzii automate s-au folosit în afară de contactoare, relee intermediare şi relee de timp electromagnetice obişnuite, următoarele echipamente speciale :

3.1.1. Fotoreleul electronic. Drept traductoare primare pentru sesizarea prezenţei materialului pe cele două mese ale cajei au fost adoptate traductoare fără contact şi anume fotoreleele electronice — amplificatoare cu fotorezistenţă.

În acest scop s-au utilizat trei fotorezistenţe de fabricaţie sovietică tip F.S.A. 1, a căror sensibilitate sporită a permis amplasarea amplificatoarelor electronice departe de cajă, într-un mediu mai favorabil, iar pe de altă parte montarea carcaselor care conţin fotorezistenţele la o distanţă mai mare de laminat, ceea ce protejează semiconductorul împotriva încălzirilor periculoase.

Curba de funcţionare a fotorezistenţei tip F.S.A. 1 este arătată în figura 3.

Amplificatorul cu fotorezistenţă este sensibil la radiaţii infraroşii şi practic insensibil la lumina vizibilă.

Limita inferioară de temperatură a corpului de sesizat, la care este sensibil acesta, este de 200°C, asigurîndu-se astfel sesizarea materialului, cînd acesta nu mai este incandescent, avînd o temperatură sub 400°C.

Amplificatorul se compune din trei etaje de amplificare şi anume : două etaje cuprinse în dubla triodă 6 H8C şi ultimul etaj format

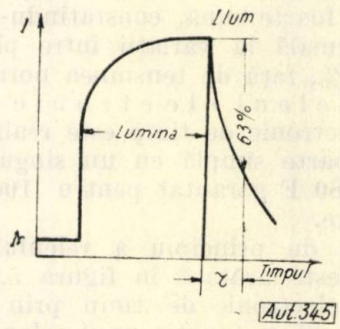


Fig. 3. Curba de funcţionare a fotorezistenţei FSA—1.

din două pentode 6 P 3 C legate în paralel pentru a obţine o putere mai mare în etajul final şi astfel a putea comanda la nevoie un releu intermediar de tip RI 3 cu contacte pentru curenţi mari.

Schema de principiu a amplificatorului este arătată în figura 4.

În stare de repaus, etajele amplificatorului sînt respectiv în starea blocat — deblocat — blocat.

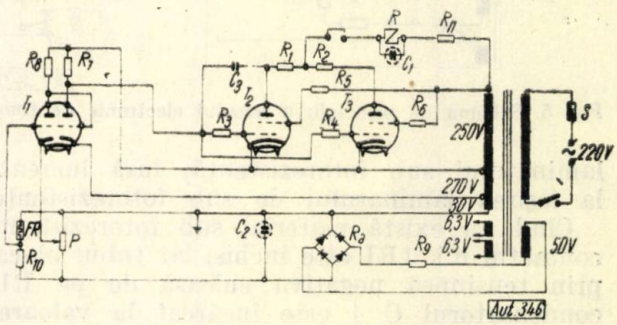


Fig. 4. Schema de principiu a amplificatorului.

La iradierea cu infraroşii a fotorezistenţei, puntea în care este montată se dezechilibrează şi se aplică astfel un semnal de comandă, care determină următoarea stare a etajelor : deblocat — blocat — deblocat şi astfel se stabileşte un curent anodic la etajul final, care determină anclaşarea releului.

Răspunsul la începerea iradierii este instantaneu, cu caracteristică de releu, iar declanşarea releului se face cu o temporizare adusă la nivel minim, practic neglijabilă, determinată de însăşi caracteristica de funcţionare a fotorezistenţei (fig.3).

Variaţiile de temperatură ale mediului în care funcţionează fotorezistenţele sînt înlăturate prin răcirea cu apă a carcaselor în care sînt montate.

O eventuală întrerupere a apei de răcire nu produce perturbaţii în funcţionare, deoarece o variaţie în plus a temperaturii mediului de 30—35°C nu creează un semnal suficient pentru deblocarea amplificatorului.

Stabilitatea în timp este foarte bună şi nu necesită reglaje (verificări) decît la perioade foarte mari.

Instabilitatea la variaţiile reţelei este de asemenea foarte bună, constatîndu-se o funcţionare normală la variaţii între plus 10% şi minus 40%, faţă de tensiunea normală.

3.1.2. Releul electronic de timp. Releul electronic de timp este realizat după o schemă foarte simplă cu un singur tub electronic E 80 F garantat pentru 10000 ore de funcţionare.

Schema de principiu a releului electronic de timp este arătată în figura 5.

Releul electronic de timp prin construcţia sa cumulează şi funcţia unui releu de trecere, deoarece nu lucrează în lipsa sau la apariţia

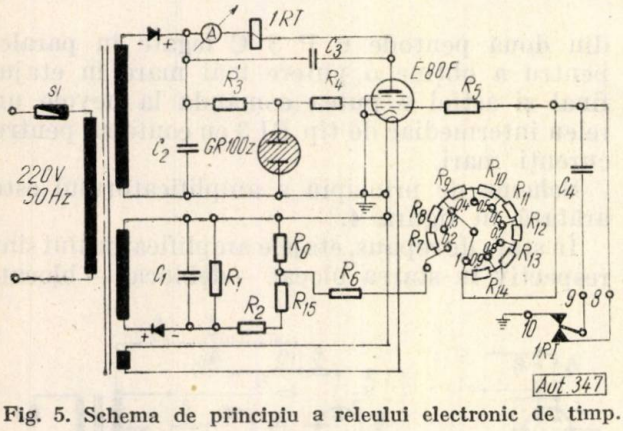


Fig. 5. Schema de principiu a releului electronic de timp.

laminatului sub fotorezistenţă, însă lucrează la ieşirea laminatului de sub fotorezistenţe.

Cînd nu există material sub fotorezistenţă contactul n.î. 1RI este închis, iar tubul blocat prin tensiunea negativă culeasă de pe R1 ; condensatorul C 4 este încărcat la valoarea tensiunii de blocare.

La intrarea tablei calde sub fotorezistenţă contactul 1Ri se comută descărcînd prin scurtcircuitare pe C 4.

Tubul rămîne în continuare blocat (releul 1RT declanşat). În momentul în care coada materialului iese de sub fotorezistenţă, contactul 1RI se reface, comandînd încărcarea condensatorului C 4 prin rezistenţele R7-R14 ale comutatorului K. Căderea de tensiune pe aceste rezistenţe, dată de curentul de încărcare a condensatorului, reduce negativarea deschizînd tubul.

Tubul rămîne deschis (1RT anclanşat), timp de 0,2 — 1, determinat de valoarea rezistenţei alească cu ajutorul comutatorului K.

3.2. *Schema de comandă automată a cajei duo*

La funcţionarea automată a mecanismelor meselor basculantă şi ridicătoare, fiecare mecanism în parte se comportă ca şi la funcţionarea manuală, cu deosebirea că în locul comenzilor date de laminorist de la manipulatoarele de comandă, apar comenzile date de traductoarele primare în funcţie de diferitele poziţii ale laminatului pe mese.

Schema de comandă automată a cajei de laminare este arătată în figura 6.

Pentru trecerea la funcţionarea automată se impune realizarea următoarelor condiţii iniţiale, cu ajutorul comenzilor manuale :

a) mesele să fie în poziţia de jos ;

b) opritorul să fie în poziţia „ridicat" ;

c) linialele să fie în poziţia „depărtate" ;

şi se programează numărul de treceri în funcţie de sortiment.

Trecerea la funcţionarea automată se face punînd manipulatoarele de comandă manuală şi comutatorul de programare 1 CP pe poziţia „automat".

Comanda începerii funcţionării schemei se face cu ajutorul butonului de comandă 1BP. Prin apăsarea pe butonul 1BP, acţionează contactorul 2R care trimite un contact normal deschis în schema de acţionare a transportoarelor cu lanţuri.

Transportoarele pornesc înainte şi antrenează materialul de laminat evacuat din cuptor, pînă la opritor.

Fotorezistenţa 3FR instalată în faţa cajei sesizează prezenţa materialului la opritor şi comandă bătaia linialelor prin contactul normal deschis 3RI în circuitul contactorului 3R, care trimite un contact normal deschis în schema de acţionare a linialelor.

Contactorul 3R declanşează releul de timp 1T care după cca. 0,5 secunde comandă depărtarea linialelor.

Concomitent cu aceasta se dă comanda la coborîrea opritorului prin declanşarea contactorului 4R care prin contactul normal deschis 4R închide circuitul contactorului 5R, care la rîndul său închide un contact normal deschis în schema de acţionare a opritorulni. Opritorul

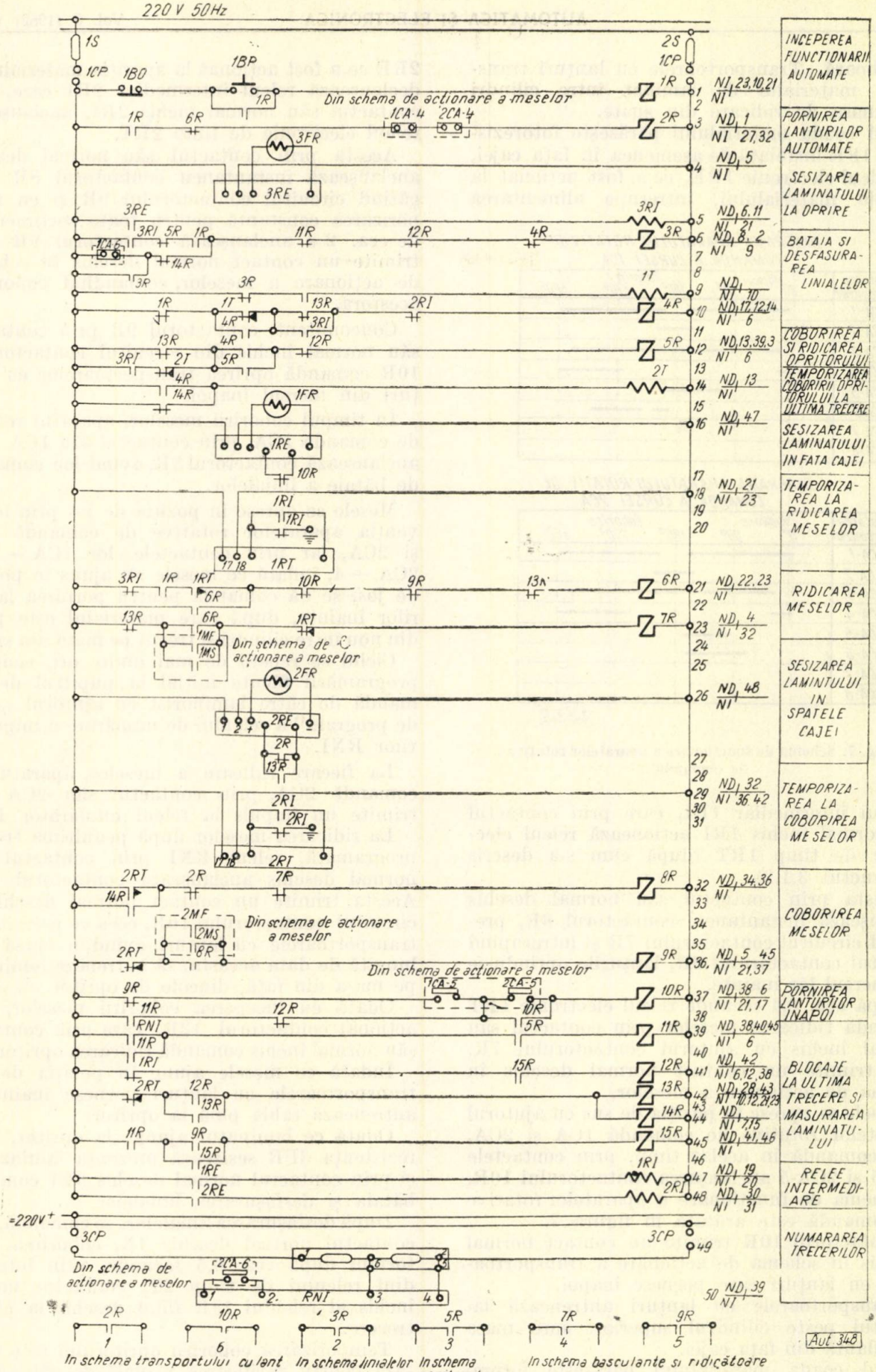


Fig. 6. Schema de comandă automată.

se coboară. Transportoarele cu lanţuri transportă materialul de laminat între cilindri spre masa de ridicare din spate.

Cînd coada materialului părăseşte fotorezistenţa 1FR instalată de asemenea în faţa cajei, fotoreleul electronic 1RE, ce a fost acţionat la apariţia materialului, întrerupe alimentarea

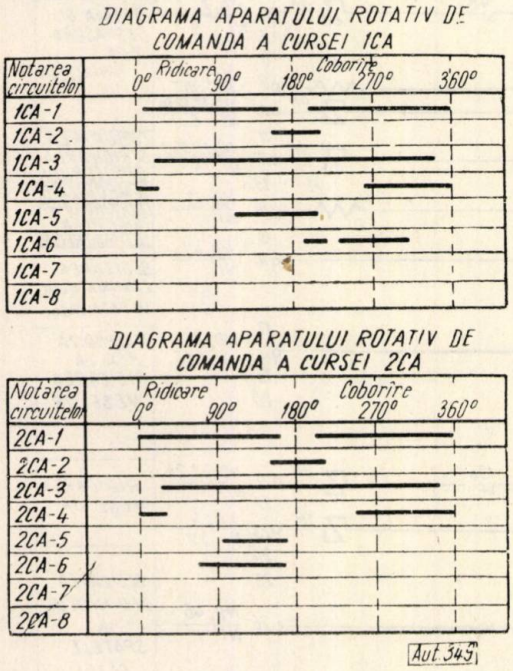


Fig. 7. Schema de funcţionare a aparatelor rotative de comandă.

releului intermediar 1RI, care prin contactul său normal închis 1RI acţionează releul electronic de timp 1RT (după cum s-a descris la punctul 3.1.2).

Acesta prin contactul său normal deschis declanşează instantaneu contactorul 6R, pregătind circuitul contactorului 7R şi întrerupînd circuitul contactorului 2R, lanţurile oprindu-se din mersul lor înainte.

După cca. 0,4 secunde releul electronic 1RT comandă ridicarea meselor prin contactul său normal închis cu ajutorul contactorului 7R, care trimite un contact normal deschis în schema de acţionare a meselor.

Mesele se opresc în poziţia de sus cu ajutorul aparatelor rotative de comandă 1CA şi 2CA, care comandă în acelaşi timp, prin contactele 1CA-5 şi 2CA-5 anclanşarea contactorului 10R.

Schema de funcţionare a aparatelor rotative de comandă este arătată în figura 7.

Contactorul 10R trimite un contact normal deschis în schema de acţionare a transportoarelor cu lanţuri care pornesc înapoi.

Transportoarele cu lanţuri antrenează laminatul peste cilindrul superior, spre masa basculantă din faţa cajei.

Cînd coada materialului părăseşte fotorezistenţa 2FR din spatele cajei, releul electronic 2RE ce a fost acţionat la apariţia materialului, declanşează releul intermediar 2RI care, prin contactul său normal închis 2RI, anclanşează releul electronic de timp 2RT.

Acesta prin contactul său normal deschis anclanşează instantaneu contactorul 8R pregătind circuitul contactorului 9R şi cu temporizarea constantă pentru toate sortimentele de cca. 2 s anclanşează contactorul 9R care trimite un contact normal deschis în schema de acţionare a meselor, comandînd coborîrea acestora.

Concomitent, contactorul 9R prin contactul său normal închis din circuitul contactorului 10R comandă oprirea transportoarelor cu lanţuri din mersul înapoi.

În timpul coborîrii meselor, aparatul rotativ de comandă 1CA, prin contactul său 1CA — 6, anclanşează contactorul 3R, avînd loc comanda de bătaie a linialelor.

Mesele se opresc în poziţia de jos prin intervenţia aparatelor rotative de comandă 1CA şi 2CA, iar prin contactele lor 1CA — 4 şi 2CA — 4, îndată ce mesele au ajuns în poziţia de jos, se dă comanda pentru pornirea lanţurilor înainte, după care materialul este prins din nou între cilindri şi trecut pe masa din spate.

Ciclul se repetă de mai multe ori, conform programării făcute iniţial la pupitrul de comandă de către laminorist cu ajutorul „cheii de program" a releului de numărare a impulsurilor RNI.

La fiecare ridicare a meselor, aparatul de comandă 2CA, prin contactul său 2CA — 6, trimite un impuls la releul numărător RNI.

La ridicarea meselor după penultima trecere programată, releul RNI prin contactul său normal deschis anclanşează contactorul 11R. Acesta trimite un contact normal deschis în circuitul contactorului 10R, ceea ce permite ca transportoarele cu lanţuri, avînd o cursă prelungită de data aceasta, să antreneze laminatul pe masa din faţă, dincolo de opritor.

Odată cu începerea coborîrii meselor, este acţionat contactorul 12R, care prin contactul său normal închis comandă ridicarea opritorului.

Îndată ce mesele ajung în poziţia de jos, transportoarele cu lanţuri pornesc înainte şi antrenează tabla pînă la opritor.

Odată ce laminatul ajunge la opritor, fotorezistenţa 3FR sesizează prezenţa laminatului şi prin contactul normal deschis 3RI comandă bătaia şi desfăşurarea linialelor.

După desfăşurarea linialelor, se comandă, prin contactul normal deschis 4R, coborîrea opritorului după cca. 0,5 secunde, prin intermediul releului de timp 2T, contactul normal închis al releului 14R fiind deschis la ultima trecere.

Temporizarea coborîrii opritorului este necesară pentru verificarea vizuală de către laminorist a lungimii laminatului.

După coborîrea opritorului, transportoarele cu lanţuri introduc laminatul între cilindri.

Cînd laminatul părăseşte opritorul, fotorezistenţa 3FR sesizează acest lucru şi prin contactul n.d.3RI, din circuitul contactorului 5R, comandă ridicarea opritorului pentru prima trecere a ciclului următor.

Cînd coada materialului părăseşte fotorezistenţa 2FR din spatele cajei, releul electronic de timp 2RT prin contactul său n.î. declanşează contactorul 13R, iar prin închiderea sa temporizată îl pregăteşte pentru ciclul următor. După aceasta toate operaţiile se repetă.

Schema mai prevede o serie de blocaje pentru crearea siguranţei de funcţionare a mecanismelor cajei.

4. Rezultatele experimentării schemei de comandă automată

Experimentarea schemei de comandă automată efectuată la una din cajele duo ale laminorului de tablă subţire a avut loc în condiţii normale de funcţionare a cajei, cuprinzînd o gamă largă de sortimente.

După analizarea datelor înregistrate şi centralizate s-au constatat următoarele :

a) schema satisface funcţionarea cu comenzi automate a cajei duo pentru toate operaţiile de laminare, exclusiv reglajul presiunii cilindrilor, care din consideraţii tehnologice neputînd fi comandat automat nu a făcut obiectul preocupărilor noastre ;

b) s-a asigurat continuitatea funcţionării cu comenzi automate, fiind eliminate deficienţele existente în instalaţia furnizată iniţial, care după cum am văzut au făcut imposibilă funcţionarea automată a cajei ;

c) schema permite trecerea în orice fază a laminării, de la funcţionarea cu comenzi automate la funcţionarea cu comenzi manuale, fără întreruperea funcţionării liniei de laminare ;

d) schema permite intervenţia laminoristului ori de cîte ori este nevoie tehnologic, pentru aranjarea laminatului pe mese, prin bătăi suplimentare de liniale, fără afectarea ciclului automat ;

e) durata ciclului de laminare în funcţionarea automată este comparabilă cu aceea în funcţionare manuală, determinînd o productivitate a cajei la nivelul celei ce se obţine în regim de lucru manual.

Concluzii

Instalaţia descrisă în prezentul articol şi experimentată la laminorul de tablă subţire oferă posibilităţile introducerii în producţie şi extinderii acesteia la toate cajele duo ale laminorului, prezentînd siguranţa necesară în exploatare.

În ce priveşte eficienţa economică a instalaţiei, trebuie menţionat că experimentarea a avut o durată limitată şi a cuprins numai o parte din linia de laminare şi deci nu se poate trage o concluzie definitivă asupra productivităţii laminorului.

Pentru stabilirea unei cifre precise, care să exprime productivitatea reală a laminorului şi care, după cum a reieşit în urma experimentării efectuate, nu poate fi în nici un caz inferioară celei obţinute în regim de lucru manual, este necesară obţinerea unor rezultate statistice pe baza extinderii automatizării liniei de laminare şi a unei experimentări de durată.

Ca prim rezultat pozitiv obţinut în urma aplicării comenzii automate a fost uşurarea considerabilă a muncii laminoristului, în condiţiile unei exploatări sigure şi fără riscul micşorării productivităţii.

Traductoarele experimentate — amplificatoarele cu fotorezistenţă, sensibile la radiaţii infraroşii, avînd o stabilitate în timp foarte bună în ce priveşte variaţiile de temperatură şi de tensiune, fac posibilă utilizarea lor în diverse procese industriale unde se cere controlul şi comanda operaţiilor asupra materialelor încălzite, la o gamă largă de temperaturi.

Releele electronice de timp prezentate în articol, caracterizate prin construcţia lor simplă şi precizia de lucru mare, s-au confirmat în timpul experimentării pe deplin utilizabile în condiţii industriale.

BIBLIOGRAFIE

[1] Subin G. N. : *Bazele tehnologiei laminării tablei subţiri, în pachete.* Sverdlovsk, Metallurghizdat, 1955.
[2] Telicov I. A. : *Laminoare.* Moscova, Metallurghizdat, 1946.
[3] Celiutskin A. B. şi Rosenman E. A. : *Comanda automată la laminoare.* Moscova, Metallurghizdat, 1960.
[4] Günther : *Fabricarea tablelor subţiri laminate la cald.* Berlin, Verlag Technik, 1958.
[5] *** : *Direcţii principale în desvoltarea producţiei laminatului şi ţevilor în anii următori.* Stali, nr. 11, 1958.
[6] Celiutskin : *Automatizarea laminoarelor.* Metallurg, nr. 4, 1956.

ŞERBAN V. TARNAVSCHI

Precizia amplificatoarelor operaţionale

1. Generalităţi

După cum se ştie, într-o serie întreagă de domenii ale ştiinţei şi tehnicii, calculatorii analogi electronici au faţă de calculatorii de tip digital avantaje considerabile [3] [4], fapt care explică şi interesul de care se bucură în ultima vreme.

În cazul calculatorilor analogi, operaţiile se execută de către elementele rezolvatoare asupra mărimilor maşinii care în general sînt tensiuni electrice. Datorită principiului de funcţionare al acestora [1] [8], este normal ca rezultatele să fie afectate de erori.

Articolul de faţă prezintă principalele probleme în legătură cu modul de evaluare al preciziei unui tip de element rezolvator dintre cele mai răspîndite în construcţia calculatorilor analogi, respectiv al amplificatoarelor operaţionale. Precizăm că în articol nu se tratează şi erorile introduse de întîrzierile provocate de funcţionarea releelor de comandă.

2. Expresia generală a tensiunii de ieşire

Amplificatorul operaţional este un element rezolvator, care serveşte la efectuarea unor operaţii matematice liniare (schimbare de semn, înmulţire cu o constantă subunitară sau supraunitară, însumare algebrică, integrare, derivare etc.). El este alcătuit dintr-un amplificator de curent continuu cu amplificare mare, utilizat într-un montaj ca cel indicat în figura 1.

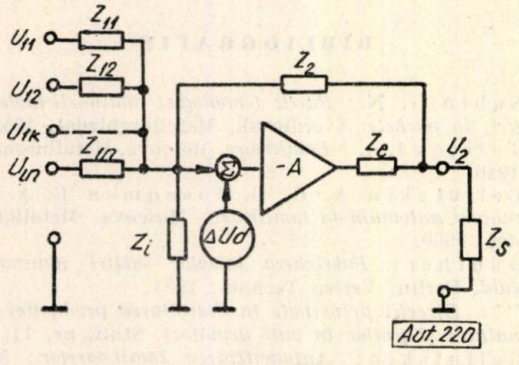


Fig. 1. Schema generală a amplificatorului operaţional.

Impedanţele circuitelor de intrare ($Z_{11}, Z_{12}, \ldots Z_{1n}$) împreună cu impedanţa montată în circuitul de reacţie (Z_2) determină operaţia matematică pe care o va efectua elementul rezolvator.

Datorită imperfecţiunii amplificatorului de curent continuu, acesta prezintă o impedanţă de intrare finită (Z_i) şi o impedanţă de ieşire (Z_e). Amplificatorul operaţional debitează pe o sarcină oarecare (Z_s).

O altă caracteristică a amplificatoarelor de curent continuu, care trebuie luată în consideraţie, este lunecarea în timp a punctului de funcţionare, fapt care se manifestă prin apariţia derivei. Din acest punct de vedere, amplificatorul real poate fi înlocuit cu un amplificator fără derivă, cu aceeaşi amplificare ca şi a celui real, la intrarea căruia se aplică o tensiune echivalentă $\Delta U_d\ (t)$ astfel încît:

$$\Delta U_d\ (p) = -\frac{U_{2d}\ (p)}{A\ (p)} \tag{1}$$

unde $U_{2d}\ (p)$ este deriva la bornele de ieşire ale amplificatorului real.

Utilizînd ecuaţiile Kirchoff pentru sistemul din figura 1, se ajunge în urma unor transformări elementare la expresia tensiunii de ieşire:

$$U_2(p) = -Z_2(p)\sum_{k=1}^{n}\frac{U_{1k}(p)}{Z_{1k}(p)}\left(1-\frac{1}{1-A(p)\,\alpha(p)\,\beta(p)}\right)+$$

$$+\Delta U_d(p)\left[\sum_{k=1}^{n}\frac{Z_2(p)}{Z_{1k}(p)}+\frac{Z_2(p)}{Z_3(p)}+1\right]\frac{1}{1+\dfrac{Z_e(p)}{A(p)\,Z_2(p)}}\left[1-\right.$$

$$\left.-\frac{1}{1-A(p)\,\alpha(p)\,\beta(p)}\right]\pm\Delta U_{20} \tag{2}$$

în care:

$$\alpha(p)=\frac{\dfrac{1}{Z_e(p)}-\dfrac{1}{A(p)\,Z_2(p)}}{\dfrac{1}{Z_2(p)}+\dfrac{1}{Z_e(p)}+\dfrac{1}{Z_s(p)}} \tag{3}$$

$$\beta(p)=\frac{1}{1+\dfrac{Z_2(p)}{Z_{11}(p)}+\dfrac{Z_2(p)}{Z_{12}(p)}+\ldots+\dfrac{Z_2(p)}{Z_{1n}(p)}+\dfrac{Z_2(p)}{Z_i(p)}} \tag{4}$$

şi ΔU_{20} reprezintă eroarea datorită impreciziei de reglare a nivelului de zero al amplificatorului de curent continuu la momentul $t = 0$. Dacă $|A\ (j\omega)|$ şi $|Z_3\ (j\omega)|$ sînt suficient de mari, în relaţia (2) se pot face anumite simplificări ajungîndu-se la:

$$U_2(p)=-\sum_{k=1}^{n}\frac{Z_2(p)}{Z_{1k}(p)}U_{1k}(p)\left[1-\frac{1}{1-A(p)\,\alpha(p)\,\beta(p)}\right]+$$

$$+\Delta U_d(p)\left[\sum_{k=1}^{n}\frac{Z_2(p)}{Z_{1k}(p)}+1\right]\pm\Delta U_{20}. \tag{5}$$

Eroarea absolută a amplificatorului operaţional este definită de relaţia:

$$\Delta U_2\ (p) = U_{2r}\ (p) - U_{2i}\ (p) \tag{6}$$

unde U_{2r} este valoarea reală a tensiunii de ieşire şi U_{2i} valoarea ideală, care se poate obţine sau prin rezolvarea pe o cale exactă a operaţiei matematice date sau prin utilizarea unui amplificator operaţional ideal pentru care să fie valabilă relaţia :

$$U_{2i}(p) = -\sum_{k=1}^{n} \frac{Z_2(p)}{Z_{1ki}(p)} U_{1ki}(p) \qquad (7)$$

(prin indicele i s-a notat faptul că toate mărimile introduse sînt la valorile ideale).

Aprecierea preciziei se face calculînd valoarea relativă a erorii :

$$\delta U_2 = \frac{\Delta U_2}{U_{2\,max}}. \qquad (8)$$

Din (5) se poate calcula eroarea amplificatorului operaţional [6], obţinîndu-se o expresie de forma :

$$\Delta U_2(p) = \sum_{j=0}^{5} \Delta U_{2j}(p) \qquad (9)$$

în care :

$$\Delta U_{21}(p) = \sum_{k=1}^{n} \frac{Z_2(p)}{Z_{1k}(p)} U_{1k}(p) \frac{1}{1 - A(p)\alpha(p)\beta(p)} \qquad (10)$$

$$\Delta U_{22}(p) = \sum_{k=1}^{n} \frac{Z_2(p)}{Z_{1k}(p)} U_{1k}(p) \frac{\Delta Z_{1k}(p)}{Z_{1k}(p)} \qquad (11)$$

$$\Delta U_{23}(p) = -\sum_{k=1}^{n} \frac{Z_2(p)}{Z_k(p)} U_{1k}(p) \frac{\Delta Z_2(p)}{Z_2(p)} \qquad (12)$$

$$\Delta U_{24}(p) = -\sum_{k=1}^{n} \frac{Z_2(p)}{Z_{1k}(p)} \Delta U_{1k}(p) \qquad (13)$$

$$\Delta U_{25}(p) = \Delta U_d(p)\left[\sum_{k=1}^{n} \frac{Z_2(p)}{Z_{1k}(p)} + 1\right] \qquad (14)$$

$$\Delta U_{20}(p) = \pm \Delta U_{20}. \qquad (15)$$

Se observă astfel că eroarea poate fi descompusă într-o sumă de şase componente :

ΔU_{21} — eroarea datorită valorii finite a amplificării amplificatorului de curent continuu. Avînd în vedere că împrăştierea ei pentru condiţii de experimentare identice este mică, aceasta eroare se consideră pur sistematică.

ΔU_{22} — eroarea datorită impreciziei impedanţelor montate în circuitele de intrare. În momentul funcţionării în regim de diferenţiator, rezistenţa de pierdere a condensatoarelor introduce o sursă de eroare sistematică. Calculele arată însă [1] că această eroare este neglijabilă. În plus, trebuie luate în consideraţie erorile întîmplătoare care apar la fixarea valorilor parametrilor elementelor respective.

ΔU_{23} — eroarea datorită impreciziei impedanţelor montate în circuitul de reacţie. Rămîn valabile consideraţiile pentru impedanţele din circuitele de intrare, cu remarca că, de data aceasta rezistenţa de pierdere a condensatoarelor montate în cazul integratorilor reprezintă o sursă importantă de erori sistematice.

ΔU_{24} — eroarea datorită impreciziei tensiunilor de intrare. În general aceste erori fac parte din categoria erorilor întîmplătoare, datorîndu-se condiţiilor de măsurare.

ΔU_{25} — eroarea datorită apariţiei derivei.

ΔU_{20} — eroarea datorită impreciziei de fixare a nivelului de zero al amplificatorului de curent continuu. Ultimele două fac parte din categoria erorilor întîmplătoare, deoarece atît deriva cît şi imprecizia de fixare a nivelului de zero sînt mărimi aleatorii.

În cele ce urmează, se vor analiza mai amănunţit atît erorile sistematice cît şi erorile întîmplătoare.

3. Erorile sistematice

3.1. *Eroarea sistematică datorită valorii finite a amplificării*

Se observă că această eroare creşte cu scăderea valorii produsului $|A(j\omega)\,\alpha(j\omega)\,\beta(j\omega)|$. Deoarece $|A(j\omega)\,Z_2(j\omega)| \gg 1$, relaţia (3) se poate smiplifica :

$$\alpha(p) = \frac{1}{\frac{Z_e(p)}{Z_2(p)} + \frac{Z_e(p)}{Z_s(p)} + 1}. \qquad (16)$$

În cazul unui amplificator ideal pentru care $Z_e = 0$ factorul $\alpha(p)$ este egal cu 1. În cazurile reale factorul $\alpha(p)$ capătă valori subunitare. De exemplu, pentru un etaj final construit cu un tub cu sarcină în anod avînd rezistenţa internă $R_i = 10^4\ \Omega$ şi rezistenţa de sarcină $R_a = 10^4\ \Omega$, se obţine $Z_e = 0.5.10^4\,\Omega$. Dacă amplificatorul lucrează într-un montaj de sumator cu o rezistenţă în circuitul de reacţie $R_2 = 10^6\,\Omega$ debitînd pe o sarcină $Z_s = R_s = 10^4 = \Omega$, se obţine $\alpha = 0.67$. Cu cît impedanţa internă a etajului final al amplificatorului este mai mare şi cu cît sarcina pe care debitează amplificatorul operaţional are o impedanţă mai mică, cu atît factorul α are o valoare mai mică, deci cu atît creşte şi eroarea respectivă.

Factorul $\beta(p)$ depinde de numărul şi valorile impedanţelor din circuitele de intrare şi reacţie ; el este cu atît mai mic cu cît numărul circuitelor de intrare este mai mare.

În ipoteza că $|A(j\omega)\,\alpha(j\omega)\,\beta(j\omega)| \gg 1$, expresia erorii sistematice datorită valorii finite a amplificării se poate pune sub forma :

$$\Delta U_{21}(p) = \frac{1}{A(p)\,\alpha(p)\,\beta(p)} \sum_{k=1}^{n} \frac{Z_2(p)}{Z_{1k}(p)} U_{1k}(p) \qquad (17)$$

sau avînd în vedere (4) pentru $Z_3 = \infty$:

$$\Delta U_{21}(p) = -\frac{1}{A(p)\,\alpha(p)}\left[\sum_{j=1}^{n} \frac{Z_2(p)}{Z_{1j}(p)} + 1\right] \sum_{k=1}^{n} \frac{Z_2(p)}{Z_{1k}(p)} U_{1k}(p). \qquad (18)$$

Utilizînd relaţia (18), se poate determina valoarea erorii sistematice pentru un amplificator operaţional oarecare sau se poate determina

valoarea necesară a amplificării, astfel încît eroarea să nu depăşească o anumită limită.

În cazul integratorilor, pentru tensiuni de intrare treaptă făcînd înlocuirile respective şi aplicînd transformarea inversă, se observă că eroarea creşte cu pătratul timpului de integrare. Avînd în vedere că tensiunea de ieşire nu

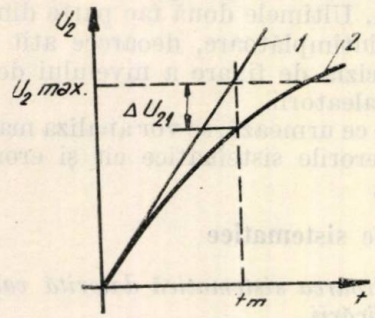


Fig. 2. Răspunsul unui integrator la o tensiune de intrare treaptă :
1 – forma ideală ; *2* – forma reală dacă se consideră numai eroarea datorită valorii finite a amplificării.

poate depăşi o anumită valoare ($U_{2\,max}$), rezultă un timp maxim de integrare care este definit [1] ca intervalul de timp în care răspunsul integratorului ideal (fig. 2) atinge valoarea $U_{2\,max}$:

$$t_m = \frac{U_{2\,max}}{\sum_{k=1}^{n} \frac{U_{1k}}{R_{1k}\,C}} . \qquad (19)$$

Pentru aprecierea preciziei sau pentru determinarea valorii necesare amplificării amplificatoarelor operaţionale integratoare, eroarea sistematică se calculează în raport cu timpul maxim de integrare.

De exemplu [1], pentru un integrator sumator cu cinci circuite de intrare avînd $R_{11} = R_{12} = \ldots = R_{14} = 0.5$ $M\Omega$ şi $C = 1$ μF, $\alpha = 0.67$ pentru un timp maxim de integrare $t_m = 100$ s ; este necesar ca amplificarea să aibă valoarea $A = 75\,000$ pentru ca eroarea relativă $\delta U_{21} = 1\,\%$.

3.2. *Eroarea sistematică datorită impreciziei impedanţelor din circuitul de reacţie*

Pentru un integrator (fig. 3) al cărui condensator montat în circuitul de reacţie prezintă o

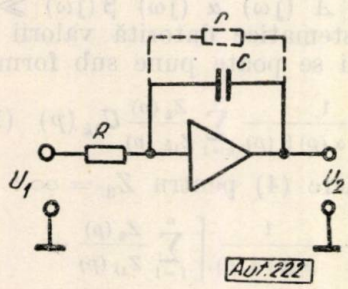


Fig. 3. Punctele de acţionare a rezistenţei de pierderi a condensatorului la un integrator.

rezistenţă de pierderi r, eroarea sistematică relativă în cazul unei tensiuni de intrare treaptă va avea expresia :

$$\delta U_{22}\,(p) = \frac{U_1}{U_{2\,max}} \frac{1}{RC\,p^2\,(1 + rC\,p)} . \qquad (20)$$

Aplicînd transformarea inversă pentru $\frac{t}{Cr} < 1$ se obţine :

$$\delta U_{22}\,(t) = \frac{U_1}{U_{2\,max}} \frac{t^2}{2r\,RC^2} \qquad (21)$$

sau în funcţie de timpul maxim de integrare :

$$\delta U_{22} = \frac{t_m}{2r\,C} . \qquad (22)$$

Pentru a micşora eroarea sistematică δU_{22}, în cazul integratorilor se utilizează condensatoare de calitate superioară, de exemplu cu styroflex, care au rezistenţe de pierderi de ordinul a 5.10^9 Ω [1].

Pentru $C = 1$ μF, $r = 5.10^9\,\Omega$, $t_m = 100$ s rezultă $\delta U_{22} = 1\,\%$.

În afara rezistenţei de pierderi a condensatorului din circuitul de reacţie, mai trebuie luate în consideraţie şi rezistenţele parazite, care apar datorită condiţiilor specifice ale montajului general.

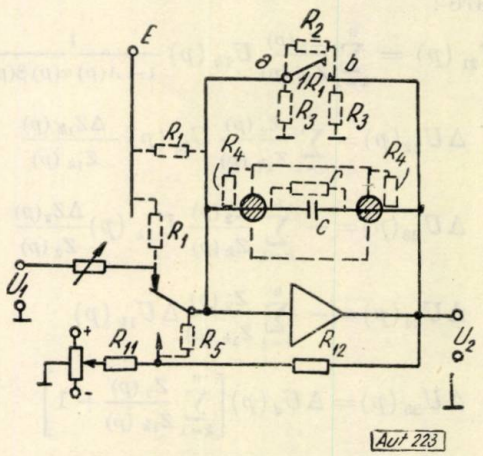
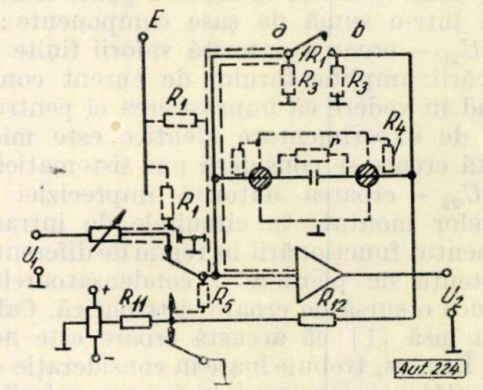


Fig. 4 *a*). Punctele de acţionare a rezistenţelor de izolaţie la un amplificator operaţional ;



b) acelaşi amplificator operaţional executat cu circuite ecranate.

De exemplu în cazul integratorilor calculatorului ∋ MY – 5 [1], datorită izolaţiei imperfecte a contactelor releelor $1R$ şi $2R$, apar rezistenţele parazite R_2, R_3 şi R_5 (fig. 4, *a*) ; între borne şi învelişul metalic al condensato-

rului rezistenţele R_4; între conductorii de alimentare a amplificatorului şi punctul de intrare al acestuia apare rezistenţa R_1.

În acest fel, rezistenţa dintre bornele de intrare şi ieşire ale amplificatorului de curent continuu scade, şi eroarea δU_{22} creşte.

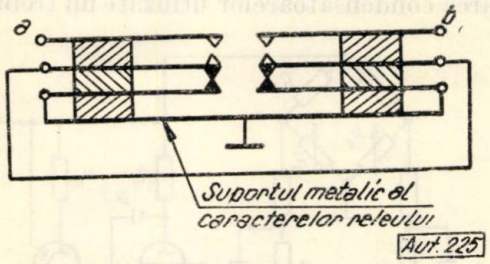


Fig. 5. Modul de conectare a contactelor 1 R_1 pentru amplificatorul operaţional din fig. 4, *b*.

O primă măsură pentru micşorarea erorii constă în îmbunătăţirea condiţiilor de izolaţie în punctele periculoase.

O a doua măsură, mult mai eficace decît prima [9], constă în ecranarea circuitelor legate de borna de intrare a amplificatorului de curent continuu (fig. 4, *b*). Toate ecranele inclusiv cel al condensatorului se pun la pămînt. Contactele releului $1R$ se conectează conform schemei din figura 5. În acest fel R_2 dispare rămînînd numai rezistenţele echivalente contact pămînt.

Avantajul unui amplificator operaţional, astfel executat, constă în faptul că în paralel cu condensatorul circuitului de reacţie nu rămîne decît rezistenţa de pierderi a acestuia (r), iar restul rezistenţelor parazite acţionează între borna de intrare a amplificatorului de curent continuu şi pămînt printr-o rezistenţă echivalentă (R_{e1}) şi între borna de ieşire şi pămînt (R_{e2}).

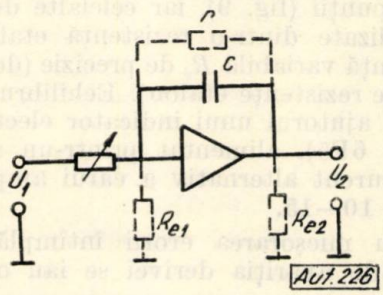


Fig. 6. Schema echivalentă a amplificatorului operaţional din fig. 4, *b* d.p.d.v. al rezistenţelor de izolaţie.

Metoda este în special recomandată pentru simularea fenomenelor „lent" variabile în timp, deoarece capacitatea parazită introdusă de ecrane îngustează banda de frecvenţe a amplificatorului operaţional.

În figura 7 sînt trasate două oscilograme [9] care reprezintă soluţiile ecuaţiei:

$$\frac{d^2\varphi}{dt^2} + a^2\varphi = 0$$

pentru $\varphi(0) = A$ şi $\varphi'(0) = 0$.

Prima curbă reprezintă soluţia pentru $a = 0{,}314$ obţinută cu un calculator analog „obişnuit". Se observă că micşorarea amplitudinii este de cca. 4,5% într-un interval de 30 minute.

Prin utilizarea elementelor rezolvatoare cu circuite ecranate, pentru $a = 0{,}003$ micşorarea amplitudinii într-un interval de 120 minute este de numai 2% (fig. 7, *b*).

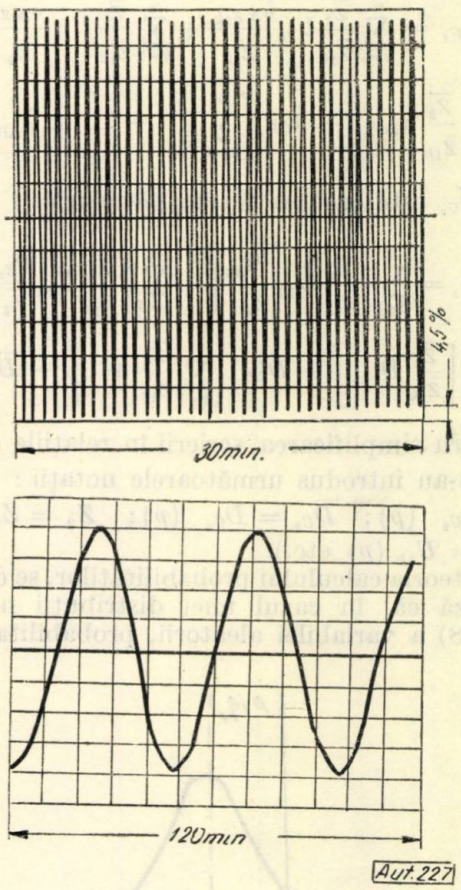


Fig. 7. Soluţiile ecuaţiei $\frac{d^2\varphi}{dt^2} + a^2\varphi = 0$ pentru $\varphi(0) = A$ şi $\varphi'(0) = 0$.

a) – soluţie obţinută cu amplificatoare operaţionale „obişnuite" pentru $a = 0{,}314$;
b) soluţie obţinută cu amplificatoare operaţionale cu circuite ecranate pentru $a = 0{,}003$.

4. Erorile întîmplătoare

Conform celor expuse la punctul 2, eroarea întîmplătoare totală a amplificatorului operaţional se datoreşte erorilor întîmplătoare parţiale ale impedanţelor din circuitele de intrare $[\Delta Z_{1k}(p)]_i$, a impedanţei din circuitul de reacţie $[\Delta Z_2(p)]_i$, ale tensiunilor de intrare $[\Delta U_{1k}(p)]_i$, apariţiei derivei ΔU_d şi impreciziei de reglare a nivelului de zero ΔU_{20}.

Avînd în vedere că toate aceste mărimi sînt variabile aleatorii, rezultă că nu se va putea calcula o valoare exactă a erorii întîmplătoare a amplificatorului operaţional, aceasta fiind tot o variabilă aleatorie a cărei limită

superioară se va determina conform teoriei calculului probabilităţilor :

$$[\Delta \overline{U}_2]_i = |\overline{a}_{\Delta U_2}| + 3\,\overline{D}_{U_2} \qquad (23)$$

în care $a_{\Delta U_2}$ este speranţa matematică (sau media aritmetrică) a erorii întîmplătoare [2] a amplificatorului operaţional :

$$\overline{a}_{\Delta U_2} = \sum_{k=1}^{n} \frac{\overline{Z}_2}{\overline{Z}_{1k}} \overline{U}_{1k} \frac{\overline{a}_{\Delta Z_{1k}}}{\overline{Z}_{1k}} + \sum_{k=1}^{n} \frac{\overline{Z}_2}{\overline{Z}_{1k}} \overline{U}_{1k} \frac{\overline{a}_{\Delta Z_2}}{\overline{Z}_2} +$$

$$+ \sum_{k=1}^{n} \frac{\overline{Z}_2}{\overline{Z}_{1k}} \overline{a}_{\Delta U_{1k}} + \overline{a}_{\Delta U_d} \left[\sum_{k=1}^{n} \frac{\overline{Z}_2}{\overline{Z}_{1k}} + 1 \right] + \overline{a}_{\Delta U_{20}} \qquad (24)$$

iar $\overline{D}_{U_2}$ este eroarea medie pătratică :

$$\overline{D}^2_{U_2} = \sum_{k=1}^{n} \left[\frac{\overline{Z}_2}{\overline{Z}_{1k}} \overline{U}_{1k} \frac{\overline{D}_{Z_{1k}}}{\overline{Z}_{1k}} \right]^2 + \sum_{k=1}^{n} \left[\frac{\overline{Z}_2}{\overline{Z}_{1k}} \overline{U}_{1k} \frac{\overline{D}_{Z_2}}{\overline{Z}_2} \right]^2 +$$

$$+ \sum_{k=1}^{n} \left[\frac{\overline{Z}_2}{\overline{Z}_{1k}} \overline{D}_{U_{1k}} \right]^2 + \overline{D}^2_{\Delta U_d} \left[\sum_{k=1}^{n} \frac{\overline{Z}_2}{\overline{Z}_{1k}} + 1 \right]^2 + \overline{D}^2_{U_{20}} \qquad (25)$$

(pentru simplificarea, scrierii în relaţiile de mai sus s-au introdus următoarele notaţii : $\overline{a}_{\Delta U_2} = a_{\Delta U_2}(p)$; $\overline{D}_{U_2} = D_{U_2}(p)$; $\overline{Z}_2 = Z_2(p)$; $\overline{U}_{1k} = U_{1k}(p)$ etc.).

În teoria calculului probabilităţilor, se demonstrează că, în cazul unei distribuţii normale (fig. 8) a variabilei aleatorii, probabilitatea ca

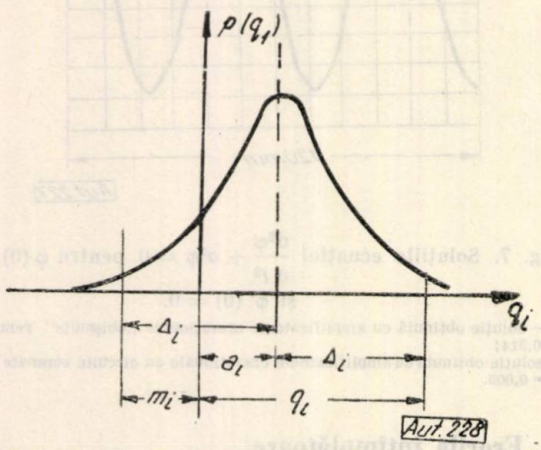


Fig. 8. Variaţia probabilităţii p (q_1) pentru o variabilă aleatorie q_1 de distribuţie normală (după Gauss).

eroarea întîmplătoare să depăşească valoarea calculată cu ajutorul expresiei (23) este de 0,27%, deci suficient de mică.

Cunoscînd valorile limită ale erorilor (g_i şi m_i) rezultă :

$$a_i = \frac{1}{2}(g_i - m_i), \qquad (26)$$

respectiv

$$D_i^2 = \frac{1}{\lambda_i^2} \Delta_i^2, \qquad (27)$$

unde

$$\lambda_i = 3, \text{ iar } \Delta_i = \frac{g_i + m_i}{2}.$$

Pentru micşorarea erorilor întîmplătoare se vor utiliza elemente de calitate superioară. Eroarea condensatoarelor utilizate nu trebuie să

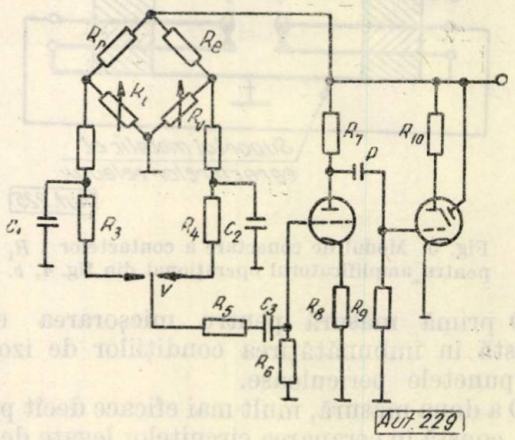


Fig. 9. Schema punţii de măsură pentru fixarea coeficienţilor de transfer.

depăşească valoarea de 1%. Se vor folosi rezistenţe de tip bobinat din sîrmă calibrată de manganin.

O metodă interesantă prevede utilizarea rezistenţelor chimice obişnuite, în serie cu un potenţiometru. Prin utilizarea unui montaj de măsură în punte, precizia realizării coeficienţilor de transfer poate atinge valoarea de 0,1% [1].

Rezistenţa din circuitul de intrare împreună cu rezistenţa circuitului de reacţie al amplificatorului operaţional se montează în două din braţele punţii (fig. 9), iar celelalte două braţe sînt realizate dintr-o rezistenţă etalon R_e şi o rezistenţă variabilă R_v de precizie (de exemplu o cutie de rezistenţe etalon). Echilibrul se apreciază cu ajutorul unui indicator electronic (de exemplu 6E5), alimentat printr-un amplificator de curent alternativ a cărui amplificare e de cca. 10—15.

Pentru micşorarea erorii întîmplătoare introduse de apariţia derivei se iau o serie de măsuri.

Amplificatorii de curent continuu se alimentează cu sursă stabilizată de tensiune — în special primul etaj, avînd în vedere că deriva produsă de acesta este cea mai supărătoare.

Se utilizează scheme speciale de compensare a efectului variaţiei tensiunilor de alimentare şi a parametrilor tuburilor. Datorită faptului, că variaţiile cele mai puternice ale curentului de emisie se observă în primele ore de lucru ale tuburilor, dacă amplificatorul este conectat după o întrerupere a funcţionării mai mult sau mai puţin îndelungată, tuburile trebuie în prealabil încălzite în regim de lucru,

timp de aproximativ 1—2 ore. Pentru întreruperi de scurtă durată se recomandă ca tensiunea de încălzire să rămînă conectată. Tuburile noi trebuie în prealabil supuse la un regim de încercare de cca. 50—60 ore.

Rezistenţele montajului se aleg de puteri de disipaţie, mult mai mari decît cea necesară, pentru a se evita variaţiile valorilor lor datorită încălzirii.

Se iau măsuri speciale pentru micşorarea curentului de grilă al primului etaj. Se poate arăta [1] că eroarea introdusă de curentul de grilă are expresia :

$$\Delta \overline{U}_2 = \overline{I}_g \overline{Z}_2. \qquad (28)$$

Dacă $I_g = 0.1.10^{-6}$ A, în cazul unui sumator pentru care $Z_2 = R_2 = 10^6 \Omega$ şi $U_{2max} = 100$ V, rezultă $\Delta U_2 = 0.1$ V respectiv $\delta U_2 = 0.1\%$. Acelaşi amplificator utilizat la un integrator avînd $Z_2 = C_p$, iar $C = 1.10^{-6}$ F va da o eroare :

$$\Delta U_2 = 0.1\ t,$$

iar pentru $t = t_m = 100$ s rezultă $\Delta U_2 = 10$ V respectiv $\Delta U_2 = 10\%$.

5. Concluzii

Din cele expuse anterior rezultă că eroarea amplificatoarelor operaţionale depinde de o serie întreagă de factori dintre care nu toţi sînt cunoscuţi cu precizie.

Pentru unul şi acelaşi amplificator operaţional, eroarea poate atinge valori diferite, în funcţie de operaţia matematică pentru care este programat elementul respectiv. Din acest motiv pentru o apreciere generală a preciziei, se calculează o valoare maximă a erorii în anumite ipoteze (coeficienţi de transfer egali cu unitatea, tensiuni-treaptă la intrare, derivă maximă, timp maxim de integrare etc.). Acolo unde este necesar, verificarea erorii de rezolvare trebuie să fie făcută considerînd condiţiile reale.

Erorile cele mai mari apar în cazul integratorilor, fiind în funcţie de timpul de integrare. Din acest motiv în calculatorii analogi universali se observă o diferenţiere a amplificatoarelor operaţionale în : elemente integratoare şi elemente proporţionale (sumatori, schimbători de semn etc.). Amplificatoarele de curent continuu ale integratorilor trebuie să îndeplinească condiţii mai severe în ceea ce priveşte amplificarea, stabilitatea, curentul de grilă etc. De asemenea se aleg elemente de calitate şi se iau măsuri speciale la montaj. Astfel, amplificatoarele de curent continuu au amplificări între 40 000 şi 150 000, deriva de 1—2 mV/10 min în cazul elementelor proporţionale şi de 100 mV/100s în cazul integratorilor ; curentul de grilă al primului tub este de cca. 10^{-10}—102^{-11} A şi caracteristica de frecvenţă cu o atenuare de 1—3 db de la 0 la 5—10 kHz [1], [5].

În stadiul iniţial, construcţia calculatorilor analogi electronici se baza efectiv pe utilizarea tuburilor electronice, avînd în vedere performanţele acestora (parametri şi caracteristici stabile). În ultimii ani se observă că şi în acest domeniu [10], cercetările întreprinse în scopul utilizării dispozitivelor cu semiconductori aduc rezultate promiţătoare.

Pentru mărirea preciziei amplificatoarelor operaţionale, trebuie micşorate componentele care intervin în expresia generală a erorii (9). Această operaţie trebuie astfel făcută încît să se acţioneze în primul rînd asupra componentei a cărei influenţă este maximă.

Trebuie avut în vedere că în general mărirea preciziei unui amplificator operaţional se obţine în schimbul unui preţ de cost mai ridicat. Din acest motiv, în proiectare trebuie să se stabilească într-un mod cît mai judicios care sînt performanţele pe care trebuie să le atingă — în practică — calculatorul analog, pentru a nu scumpi şi complica în mod inutil construcţia.

BIBLIOGRAFIE

[1] Kogan B. Ia. : *Electronnie modeliruiuşcie ustroistva i ih primenenie dlia issledovania sistem avtomaticeskovo regulirovaniia.* Fizmatghiz, Moscova, 1959.

[2] Plăcinţeanu, I. I. : *Teoria erorilor de măsurare şi metoda celor mai mici pătrate.* Bucureşti, Editura Tehnică, 1957.

[3] Tănăsescu, T. : *Maşinile electronice de calcul analogic faţă de maşinile electronice de calcul numeric.* Automatica şi electronica, 4, nr. 5, septembrie-octombrie 1960, p. 207—211.

[4] Vazaca Chr. : *Principii de simulare electronică a sistemelor automate.* Automatica şi electronica, 1, nr. 2, martie-aprilie 1957, p. 45—55.

[5] Căluşiţă, M. : *Elemente rezolvatoare pentru calculatorii analogi electronici de curent continuu.* Automatica şi electronica, 3, nr. 2, martie-aprilie, 1959, p. 68—76.

[6] Bthovscki, Ml. : *Osnovi dinamiceskoi tocinosti electriceskih i mehaniceskih ţepei.* Izdatelstvo Akademii Nauk SSSR, Moscova, 1958.

[7] Baida, L. I. şi Semenkovici, A. A. : *Elektronnie usililteli postoiannovo toka,* G.E.I., Moscova-Leningrad, 1953.

[8] Korn G. A. şi Korn, T. M. : *Electronic Analog Computers.* Mc Graw Hill Book Comp., New York, Toronto-London, 1952.

[9] Gurov, V. V. : *K voprosu ob ispolizovanii elektronnih modeliruiuşcih ustanovok dlia issledovaniia medlenno protekaiuşcih proţesov avtomaticeskovo regulirovaniia.* Avtomatika i telemehanika, T XVII nr. 5, mai, 1956.

[10] Petrov, G. M. şi Uşacov, V. B. : *Malogabaritnaia analogovaia matematiceskaia maşina MN 10 na poluprovodnikah.* Priborostroieniie, nr. 1, 1959.

RECENZII

I. G. ANTOMONOV: **Reglajul automat cu utilizarea maşinilor de calculat.** Sudpromghiz, Leningrad, 1962, 340 pag. 55 bibl., 87fig., 31 tabele.

Printre succesele importante ale ciberneticii figurează şi realizarea sistemelor optimale de reglaj automat, sisteme care utilizează calculatoarele electronice. Lucrarea de faţă este o monografie dedicată problemelor teoretice şi practice ale sistemelor optimale de reglaj automat. Trebuie precizat că prin sinteza sistemelor de reglaj automat autorul lucrării înţelege sinteza schemelor structurale ale sistemelor de reglaj şi sinteza programului de lucru al calculatoarelor utilizate în aceste sisteme.

După cum se ştie, în Uniunea Sovietică problemele sistemelor optimale au format obiectul a numeroase studii. Aspectele matematice ale criteriilor de optimizare au format, printre altele, obiectul unui seminar special condus de academicianul L.S.Pontriaghin. În ceea ce priveşte teoria sistemelor de reglaj automat optimale, lucrări fundamentale se datoresc prof. A.A.Feldbaum; referitor la sistemele optimale cu relee, cercetări fundamentale are prof. I.Z.Ţipkin, Laureat al Premiului „Lenin".

În lucrarea de faţă se disting, în total, 11 capitole.

În primul capitol se dau principiile reglajului optimal. Se arată ce se înţelege prin reglaj optimal şi care sînt problemele fundamentale care se pun. Se stabileşte funcţia reglării automate.

În capitolul II se studiază reglarea optimală a obiectelor liniare. Se prezintă astfel o serie de teoreme importante şi se stabileşte o ecuaţie transcendentă care determină funcţia de reglaj optimal. Se stabilesc condiţii necesare şi suficiente pentru reglajul optimal. Se dă schema bloc a programului pentru reglarea optimală a sistemelor liniare.

Pe baza acestui program se trece la schema structurală a sistemului de reglaj automat.

Capitolul III tratează sistemele de reglaj automat cu structură variabilă. Aceasta constituie o problemă importantă, care a fost introdusă în tehnică în special prin lucrările cibernetic ienilor. Se stabilesc schemele logice ale programului şi pentru aceste clase de sisteme.

Deoarece, în realitate, sistemele de reglaj automat funcţionează totdeauna în prezenţa perturbaţiilor, în capitolul IV se atacă problema optimizării unui sistem supus unor perturbaţii.

Ca de obicei, şi pentru aceste cazuri se dau o serie de programe logice şi de scheme structurale.

Sistemele cu conexiune inversă formează obiectul capitolului V. După cum se observă, în lucrare se urmăreşte în permanenţă trecerea de la sisteme simple, spre sisteme din ce în ce mai complexe.

În capitolul VI se abordează sinteza sistemelor optimale. Se stabilesc o serie de teoreme ajutătoare şi se dă o metodă de determinare efectivă a schemei. Se ajunge la sinteza structurală a automatului optimal.

După cum este şi firesc, în lucrare se abordează şi chestiunea, atît de actuală, a sistemelor adaptive sau autoorganizate. În primul rînd se stabileşte algoritmul adaptării, pe baza căruia se trece la stabilirea structurii sistemelor adaptive optimale Se studiază şi problema adaptării în prezenţa unor condiţii restrictive şi în cazul acţiunii perturbaţiilor. De asemenea, se studiază şi cazul adaptării sistemelor cu structuri variabile.

Din celelalte probleme atacate în carte, menţionăm o serie de chestiuni teoretice privind teoria sistemelor optimale studiate în planul fazelor, sinteza sistemelor optimale cu limitări suplimentare şi sinteza sistemelor de reglaj apropiate de cele optimale.

Avînd în vedere că în problemele abordate intervine adeseori o ecuaţie transcendentă, într-o anexă a lucrării se dă o metodă de rezolvare a acestui gen de ecuaţii, cu ajutorul calculatoarelor digitale universale.

Lucrarea se prezintă la un nivel teoretic înalt, însă instrumentul matematic utilizat este relativ uşor accesibil, fiind vorba despre ecuaţii diferenţiale

Lucrarea se adresează în primul rînd cercetătorilor ştiinţifici, aspiranţilor şi studenţilor din ultimii ani, care se preocupă în mod special de problemele optimizării calculatoarelor electronice în automatică.

Fără îndoială că lucrarea va fi bine primită de cercurile noastre de specialişti care studiază aceste probleme.

E. N.

E 2551

ORSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁR DOKUMENTÁCIÓS OSZTÁLY 1963

INDEX ALFABETIC DE SUBIECTE

AUTOMATICA 6 (1962)

Acordarea
regulatoarelor după caracteristicile de frecvenţă, determinarea parametrilor 86

Acta
IMEKO 1961 231—232

Amplificatoare
diferenţiale de cc cu tranzistoare 12—18
operaţionale, precizie 272—277

Aparat
de măsură a greutăţii specifice la ţiţeiuri şi produse petroliere vehiculate pe conducte 215—220

Automatica
dinamica statistică în 229
prelucrării informaţiei 132—133
sesiune ştiinţifică de comunicări 39—40
şi telemecanica sistemelor energetice 132

Automatizarea
în procese chimice, electronic sau pneumatic 130
proceselor tehnologice în extracţia ţiţeiului cu referire la prima instalaţie industrial experimental realizată în R.P.R. 137—145
producţiei, utilizarea tehnicii de calcul în 133—134
simpozion „Realizările Uniunii Sovietice" 38—39
şi telecontrolul extracţiei ţiţeiului şi gazelor, consideraţii privind 95—101
tranzistorizate pentru regulatoare PI şi PID 86

Calculatoare
electronice numerice, aplicaţie în economie 118—120
numerice automate, principii 87—88
caracteristica dinamică a elementului de conducere electromecanic, determinare 85

CEI
cea de-a 27-a Reuniune Generală 84

Cibernetică
culegere de articole
metode în teoria protecţiei prin relee
neuronului, contribuţii 251—257

Cielotroane
cu diametrul polilor peste 100 cm, tabelă rezumativă 125—129

Circuite
cu tranzistoare 183—184, 230—231
logice fără memorie, metodă de sinteză 204—211

Comandă
automată a unui laminor de tablă subţire, instalaţie 266—271

Comutator
electronic cu patru canale de construcţie simplă declanşat cu tensiunea de baleiaj 220—222

Control
circuite electrice, dispozitiv semiautomat pentru 19—22

Convertor
analogic — numeric poziţional pentru convertirea coordonatelor mecanismelor unui bluming 33—38

Descifrator
şi schemă pentru generarea unor coduri, analiza 185—196

Dinamica
cuptoarelor tubulare de radiaţii, studiul analitic 233—238

Dispozitiv
de carotaj spectrografic cu fotomultiplicator electronic 223—226
de memorie digitală 134—135
de multiplicare utilizat în complexe de calcul 168—172
semiautomat pentru controlul circuitelor electrice 19—22
semiconductor, asupra capacităţii de difuzie 246—250

Electronică
cuantică 184
radiofizică 86

Element
logic cu rezistenţe şi tranzistoare, asupra proiectării 156—161
decomutaţie statică în instalaţii de comandă pentru o maşină de frezat cu ciclu automat 55—58

Expoziţie
cehoslovacă 131—132

Fotodiode
din Ge 112—117

Fotomultiplicator
tip M 12 FS, proprietăţi şi unele noi domenii de aplicare 89—95

Fotorezistenţe
Pb S 70—77

Funcţii
generalizate utilizate în studiul sistemelor automate cu semnale aleatoare 1—3

Generare
coduri, analiza unor descifratoare şi scheme derivate pentru 185—196

Generator
de zgomot 88
universal de funcţii cu diode 149—155
zgomot cu fluctuaţii 85

Ioni
grei, accelerare 172—181

Indicator
extremal 85—86

Instalaţie
de comandă automată a unui laminor de tablă subţire
de comandă cu elemente de comutaţie statică pentru o maşină de frezat cu ciclu automat 55—58
pentru reglarea automată a umidităţii urzelilor de bumbac la maşinile de încleiat din industria textilă 145—149

Integratoare
EGDA 230

Învăţământ
superior ştiinţific şi tehnic, simpozion internaţional 227—229

Magnetometru
de inducţie pentru determinarea micilor magnetizări remanente 258—262

Maşini
electromodelare pentru conducerea proceselor tehnologice problema construcţii 85
electronice de calcul 229—230

Miezuri
de ferită pentru transformatoare de impulsuri de mare putere 78—84

Multivibrator
cu tranzistoare, stabilitatea frecvenţei 211—215

Oscilator
cu clistron, stabilizarea frecvenţei 263—265

Procese
de măsurare, tratare informaţională 161—167

Punte
Wheatstone de precizie cu termorezistenţe utilizate în sistemul unificat de reglare tip CRA-160 ICET, proiectare şi realizare 29—33

Răspunsul
tranzitoriu al răcitoarelor tubulare la abaterile de debit ale fluidului tehnologic şi calitatea optimă a reglării răcitoarelor 48—55

Reglarea
automată a proceselor industriale, sistem unificat electrono-pneumatic 4—11, 41—48
automată a umidităţii urzelilor de bumbac la maşinile de încleiat din industria textilă, instalaţie 145—149
automată cu utilizarea maşinilor de calcul 278
automată şi tehnica calculului 87
răcitoarelor, calitatea optimă şi răspunsul tranzitoriu al răcitoarelor tubulare la abaterile de debit ale fluidului tehnologic 48—55

Regulator
extremal la cuptor de încălzire a slabului, experienţa utilizării 85

Rezistenţe
de statism pentru traductoare de frecvenţă, calcul 243—246

Schemă
secvenţială binară, sinteză 197—203
şi descifrator pentru generarea unor coduri, analiza 185—196

Servosisteme
metode moderne pentru studiu 134

Sesiunea
comitetului preparator internaţional al IMEKO, a patra 181—182
ştiinţifică de comunicări în domeniul automaticii 39—40

Simpozion
asupra teoriei sistemelor cu relee şi a automatelor finite de teoria sistemelor autoadaptive 182—183
internaţional cu privire la învăţământul superior ştiinţific şi tehnic 227—229
realizările Uniunii Sovietice în domeniul automatizării 38—39

Sinteza
circuitelor logice fără memorie, metodă 204—211
schemelor secvenţiale binare 197—203

Sisteme
autoadaptive, simpozion de teorie 182—183
autoadaptive pentru căutarea automată a regimului 85
automate, care lucrează cu cod unitar, analiza 85
automate cu semnale aleatoare, utilizarea funcţiilor generalizate 1—3
automate, tehnica 87

de reglare a turaţiei prin tensiunea indusului şi micşorarea fluxului la o acţiune reversibilă cu referinţă unică 102—111
de reglare automată, manual 135—136
de telemecanică pentru obiecte dispersate, metode de selecţie utilizate 239—242
unificat electrono-pneumatic pentru reglarea automată a proceselor industriale 4—11, 41—48
unificat de reglare tip GRA-160 ICET, proiectarea şi realizarea punţilor Wheatstone de precizie cu termorezistenţe 29—33

Stabilitatea
frecvenţei multivibratorului cu tranzistoare 211—215

Stabilizarea
frecvenţei unui oscilator cu clistron 263—265

Stabilizatoare
ferorezonante de tensiune alternativă, proiectare 22—29

Tehnica
calculului şi reglarea automată 87
comenzi, mic manual 136
de calcul în automatizarea producţiei, utilizare 133—134
sistemelor automate 87

Telemecanica
şi automatica sistemelor energetice 132

Traductor
de frecvenţă, calculul rezistenţelor de statism 243—246

Transformatoare
de impulsuri de mare putere, miezuri de ferită 78—84

Tranzistoare
amplificatoare diferenţiale de cc cu 12—18
circuit 183—184, 230—231
descriere prin metoda „sarcinii", notă asupra valabilităţii ec. $i_c = Q_c/\tau_c$ 121—124
regim de comutaţie, limitări la funcţionare 59—69

Telecontrolul
şi automatizarea extracţiei şi transportului ţiţeiului şi gazelor 95—101

Zgomotul
electric 133

INDEX ALFABETIC DE AUTORI

AUTOMATICA 6 (1962)

A

ANDREI, AL.: 22—29

B

BĂLĂCEANU, C.: 251—257
BĂLAN, E.: 112—117
BARBU, E.: 185—196
BODI, AL.: 220—222
BOROCIN, L.: 41—48

C

CĂLUŞIŢĂ, M.: 4—11, 41—48
CIOVICĂ, D.: 266—271
CIULIN, D.: 19—22
COJOCARU E.: 266—271
CONSTANTINESCU, C.: 112—117
CONSTANTINESCU, V.: 55—58
COSTAKE, N.: 204—211
CRISTESCU, R.: 1—3
CROITORU, N.: 70—77
CSERVENY, I.: 243—246

D

DAMSKER, D.: 102—111
DEVENYI, A.: 70—77
DRĂGĂNESCU, M.: 121—124, 246—250
DUMA, M.: 239—242
DUMITRESCU, M.: 22—29
DUMITRESCU, S.: 223—226
DUMITRESCU, ST.: 233—238

E

EVGHENIDE, C.: 95—101; 137—145; 215—220

G

GHELFAN, P.: 258—262
GRIGOROVICI, R.: 70—77

H

HALPERN, I.: 223—226
HĂNGĂNUŢ, M.: 149—155
HERŞCOVICI, H.: 4—11; 41—48; 145—149

I

IACOB, I.: 215—220
INDREAŞ, G.: 125—129, 172—181
IONĂŞCUŢ, A.: 95—101, 137—145, 215—220
IOSIPESCU, A.: 55—58, 266—271

L

LANDAU, I.: 12—18, 102—111
LAZĂR, I. S.: 204—211

M

MĂRCUŢ, I.: 4—11, 41—48, 145—149
MARINESCU, N.: 185—196
MIHĂESCU, M.: 55—58
MIRON, C.: 149—155

N

NECULA, N.: 185—196
NEGREANU, D.: 59—69, 211—215
NICA, L.: 4—11, 29—33, 41—48
NICOLAIDE, L.: 112—117
NICOLAU, EDM.: 251—257

P

PAPADACHE, I.: 130
PASCARU, I.: 263—265
PENESCU, C.: 182—183, 227—229
POHL, H. I.: 89—95

R

RADU, A.: 78—84
ROISMAN, W.: 4—11, 41—48

S

SCHEFLER, S.: 168—172
SIPOŞ, I.: 33—38
SLEV, V.: 137—145
SOCOL, S.: 95—101, 215—220
STĂNCIULESCU, F.: 197—203
STEINER, M.: 239—242
SZEKELY, I.: 48—55

T

TANASICIUC, C.: 197—203
TARNAVSCHI, S.: 272—277

V

VAIDA, D.: 118—120
VĂTĂŞESCU, A.: 246—250
VIALOV, V. N.: 125—129
VÎLCOV, L.: 239—242
WEINRICH, G.: 102—111
WEISSMANN, E.: 156—161
WIENER, U.: 161—167

ORSZÁGOS MŰSZAKI DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT

СОДЕРЖАНИЕ

ДК **621.365.3.078.03 : 621—523.3**

DUMITRESCU ST :

Аналитическое изучение динамики трубчатых одноконтурных радиационных печей.

Automatica şi Electronica, **6** (1962) № 6, стр. 233—238

Выводятся передаточные функции трубчатых вращающихся одноконтурных печей в случае сосредоточенных параметров. На этом конкретном мримере можно также вывести методику, посредством которой можно приступить к аналитическому изучению в первом приближении комплексных промышленных объектов.

ДК **621.398 : 621.395.34**

DUMA, M., VÎLCOV, L. и STEINER N. :

Методы селекции, применяемые в телемеханических системах для рассеянных объектов.

Automatica şi Electronica, **6** (1962) № 6, стр. 239—242

Излагаются методы селекции рассеянных обчектов в телемеханической системе, сочетание этих мотодов с целью создания усовершенствованной комплексной системы, а также отделение сигналов селекции от телемеханических сигналов.

ДК **621.396.692.9.072.6.601.24**

CSERVENY, I. :

Расчет сопротивлений статизма для датчиков частоты.

Automatica şi Electronica, **6** (1962) № 6, стр. 243—246

Представляется расчетный метод для определения сопротивлений статизма регуляторов частоты.

ДК **537.311.33 : 537.314 : 621.382.11**

DRĂGĂNESCU M. и VĂTĂŞESCU A. :

О диффузионных емкостях полупроводниковых приборов.

Automatica şi Electronica, **6** (1962) № 6, стр. 246—250

Рассматривается возможность расчета диффузионной емкости полупроводникового прибора путем знания накопленных в установившемся режиме зарядов меньшинства носителей.

ДК **621—523 : 612.813**

NICOLAU, EDM. и BĂLĂCEANU, C. :

К кибернетике нейрона.

Automatica şi Electronica, **6** (1962) № 6, стр. 251—257

Изучается передача и переработка информации нейроном включая и синапсис. Применяются некоторые нейронные механизмы и устанавливается логическая схема нейрона. Доказывается, что нейрон работает аналогично, а не численно.

ДК **621.317.443 : 538.248**

GHELFAN P. :

Индукционный магнитометр для определения малых значений остаточного магнетизма.

Automatica şi Electronica, **6** (1962) № 6, стр. 258—262

Представляются принцип и электронная схема индукционного магнитометра.

ДК **621.396.615.14.072.6 : 621.385.16**

PASCARU, I. :

Стабилизация частоты клистронного осциллятора.

Automatica şi Electronica, **6** (1962) № 6, стр. 263—265

Рассматривается стабилизация частоты клистронного осциллятора, используемого для спектрографа электронного парамагнитного спектрографа. С этой целью использовалась фазная стабилизация осциллятора, сразнивая частоту клистрона с высшей гармоникой кварцевого сециллятора.

ДК **621.944—523.3**

COJOCARU, E., CIOVICĂ, D. и IOSIPESCU, A. :

Установка автоматического управления тонколистовым станом.

Automatica şi Electronica, **6** (1962) № 6, стр. 266—271

ДК **621.373.001.57**

TARNAVSCHI, V. S. :

Точность операционных усилителей.

Automatica şi Electronica, **6** (1962), №6, стр. 272—277

В статье дается синтез основных вопросов, связанных с определением точности операционных усилителей с попыткой дать общую ориентировку по методам улучшения их характеристик. Из сравнения нескольких расчетных методов указываются эффекты частичных ошибок составляющих элементов на общую погрешность операционных усилителей.

INHALTSVERZEICHNIS

DK 621.365.3.078.03 : 621—523.3

DUMITRESCU ST. :

Das analytische Studium der Dynamik der Einkreis-Strahlungsrohröfen.

Automatica şi Electronica, **6** (1962) H. 6, S. 233—238

Es werden die Übertragungsfunktionen der Einkreis-Strahlungsrohröfen unter Voraussetzung konzentrierter Parameter abgeleitet. Ferner wird auf Grund dieses konkreten Beispiels das Verfahren zum analytischen vorläufigen Studium einiger komplexen Industrieobjekte entwickelt.

DK 621.398 : 621.395.34

DUMA M., VÎLCOV L. und STEINER N. :

Selektionsverfahren in Fernwirksystemen für weitauseinander liegende Objekte.

Automatica şi Electronica, **6** (1962) H. 6, S. 239—242

Es werden die Selektionsverfahren der zu einem Fernwirksystem örtlich verteilten Objekte eine Kombination dieser Verfahren zur Verwirklichung eines komplexen vervollkommenten System, sowie den telemechanischen Signalen dargelegt.

DK 621.396.692.9.072.6.001.24

CSERVENY I. :

Die Berechnung der statischen Widerstände für die Frequenzumformer.

Automatica şi Electronica, **6** (1962) H. 6, S. 243—246

Es wird ein Berechnungsverfahren für die Bestimmung der statischen Widerstände bei Frequenzregulatoren dargelegt.

DK 537.311.33 : 537.314 : 621.382.11

DRĂGĂNESCU M. und VĂTĂŞESCU A. :

Im Zusammenhang mit der Diffusionskapazität der Halbleitervorrichtungen.

Automatica şi Electronica, **6** (1962) H. 6, S. 246—250

Es weden die Berechnungsmöglichkeiten für die Diffusionskapazität einer Halbleitervorrichtung durch die Kenntnis der minoritären, unter stationären Bedingungen gespeicherten Trägerspannungen untersucht.

DK 621—523 : 612.813

NICOLAU EDM. und BĂLĂCEANU C. :

Beiträge zur Kybernetik des Neurons.

Automatica şi Electronica, **6** (1962) H. 6, S. 251—257

Die Verfasser studieren die Übertragung und Verarbeitung der Information durch das Neuron. Es werden einige Neuronmechanisme angewandt und ein logisches Schema des Neurons festgelegt. Ferner wird der Beweis erbracht dass das Neuron analogisch und nicht digital arbeitet.

DK 621.317.443 : 538.248

GHELFAN P. :

Ein Induktionsmagnetometer für die Bestimmung der remanenten Magnetizierungen.

Automatica şi Electronica, **6** (1962) H. 6, S. 258—262

Das Prinzip und die elektronische Schaltung eines Induktionsmagnetometers werden beschrieben.

DK 621.396.615.14.072.6 : 621.385.16

PASCARU I. :

Die Frequenzstabilisierung eines Klystronoscillators.

Automatica şi Electronica, **6** (1962) H. 6, S. 263—265

Es wird die Frequenzstabilisierung eines Klystronoscillators untersucht der bei einem Spektrographen für elektronische paramagnetische Resonanz verwendet wird. Zu diesem Zweck wurde die Phasenstabilisierung eines Oscillators verwendet und die Frequenz des Klystrons mit einer überlegenen Harmonic eines Quarzoscillators verglichen.

DK 621.944—523.3

COJOCARU E., CIOVICĂ D. und IOSIPESCU A. :

Automatische Steuerungsanlage eines Walzwerks für feine Bleche.

Automatica şi Electronica, **6** (1962) H. 6, S. 266—271

DK 621.373.001.57

TARNAVSCHI, V. S. :

Die Präzision der Operational — Verstärker

Automatica şi Electronica, **6**, 1962, H. 6, S. 272—277

Der Verfasser erläutert die wichtigsten Fragen bei der Einschätzung der Präzision der Operational-Verstärker und versucht einen allgemeinen Überblick über die Verfahren zur Leistungsverbesserung diesser Verstärker zu bieten An Hand einiger Berechnungsbeispiele wird vergleichsweise gezeigt, welches der Folgen der teilweisen Messfehler der Bestandteile auf die Fehler des Operational — Verstärkers sind.

SOMMAIRE

CD 621.365.3.078.03 : 621—523.3

DUMITRESCU ST. :

Etude analytique de la dynamique des fours tubulaires à radiation à un seul circuit.

Automatica şi Electronica, **6** (1962) nr. 6, p. 233—238

L'auteur établit les fonctions de transfert des fours tubulaires à radition à un seul circuit en considérant les paramètres concentrés, et déduit la méthode utilisée pour aborder l'étude analytique en première approximation des fours industriels complexes.

CD 621.398 : 621.395.34

DUMA, M., VÎLCOV, L. et STEINER, M. :

Méthodes de sélection utilisées dans les systèmes télémécaniques pour les unités dispersées.

Automatica şi Electronica, **6** (1962) nr. 6, p. 239—242

Après avoir décrit les méthodes de sélection des unités dispersées, dans un système télémécanique, les auteurs exposent la possibilité de combiner ces méthodes pour obtenir un système perfectionné complexe ainsi que la séparation entre les signaux de sélection et ceux de télécommande.

CD 621.396.692.9.072.6.001.24

CSERVENY, I. :

Calcul des résistances de statisme pour les traducteurs de fréquence.

Automatica şi Electronica, 6 (1962) nr. 6, p. 243—246

L'auteur présente une méthode de calcul pour déterminer les résistances de statisme des régulateurs de fréquence.

CD 537.311.33 : 537.314 : 621.382.11

DRĂGĂNESCU, M. et VĂTĂŞESCU, A. :

Considérations sur la capacité de diffusion des dispositifs sémiconducteurs.

Automatica şi Electronica, 6 (1962) nr. 6, p. 246—250

L'auteur examine la possibilité de calculer la capacité de diffusion d'un dispositif semiconducteur en connaissant la charge des porteurs minoritaires induits en regime stationnaire.

CD 621—523 : 612.813

NICOLAU, EDM. et BĂLĂCEANU, C. :

Contributions à la cybernétique du neurone.

Automatica şi Electronica, 6 (1962) nr. 6, p. 251—257

Les auteurs étudient la transmission et le traitement de l'information dans le neurone et la synapse. On explique certains mécanismes neuronaux et on établit un schéma logique du neurone. On démontre que le fonctionnement du neurone n'est pas digital numérique analogique.

CD 621.317.443 : 538.248

GHELFAN, P. :

Magnétomètre d'induction pour la détermination du magnétisme rémanent à valeur réduite.

Automatica şi Electronica, 6 (1962) nr. 6, p. 258—262

L'article présente le principe et le schéma électronique d'un magnétomètre d'induction.

CD 621.396.615.14.072.6 : 621.385.16

PASCARU, I. :

Stabilisation de la fréquence d'un oscillateur à klystron.

Automatica şi Electronica, 6 (1962) nr. 6, p. 263—265

L'auteur examine la possibilité d'établir la fréquence d'un oscillateur à klystron utilisé par un spectrographe de résonance paramagnétique électronique. On a utilisé la stabilisation de phase d'un oscillateur en comparant la fréquence du klystron à l'harmonique supérieure d'un oscillateur à quartz.

CD 621.944—523.3

COJOCARU, E., CIOVICĂ, D. et IOSIPESCU, A. :

Installation de commande automatique d'un laminoir pour tôle mince.

Automatica şi Electronica, 6 (1962) nr. 6, p. 266—271

CD 621.375.001.57

TARNAVSCHI, V. S. :

La précision des amplificateurs opérationnels.

Automatica şi Electronica **6**, 1962, nr. 4, p. 272—277

L'article présente une synthèse des principaux problèmes soulevés par l'évaluation de la précision des amplificateurs opérationnels et tâche de fournir une orientation générale concernant les méthodes d'amelioration des performances de ceux-ci. On indique de façon comparative par quelques exemples de calcul, les effets des erreurs partielles des éléments composants sur l'erreur totale de l'amplificateur opérationnel.

CONTENTS

CD 621.365.3.078.03 : 621—523.3

DUMITRESCU, ST. :

Analysis of single cycle radiant tubular furnaces dynamics.

Automatica şi Electronica, **6** (1962) No. 6, p. 233—238

The transfer functions of single cycle radiant tubular furnaces are established under the assumption of lumped parameters. The author continues by giving the approach method to be used for the analysis in first approximation of complex industrial units.

DC 621.398 : 621.395.34

DUMA, M., VÎLCOV, L. and STEINER, M. :

Selection methods used in remote control systems for scattered units.

Automatica şi Electronica, **6** (1962) No. 6, p. 239—242

The authors expose the methods of selecting scattered units in a remote control system and the combining of these methods so as to obtain a complex improved system as well as the separation between remote control and selection signals.

DC 621.396.692.9.072.6.001.24

CSERVENY, I. :

Calculation of statism resistance in frequency transducers

Automatica şi Electronica, **6** (1962) No. 6, p. 243—246

The article presents a calculation method for determining statism resistance in frequency controllers.

DC 537.311.33 : 537.314 : 621.382.11

DRĂGĂNESCU, M. and VĂTĂŞESCU, A. :

Diffusion capacity of semiconductor devices.

Automatica şi Electronica, **6** (1962) No. 6, p. 246—250

The possibility to calculate the diffusion capacity of a semiconductor device when knowing the minor charged particles stored in steady state is explained in this article.

DC 621—523 : 612.813

NICOLAU, EDM. and BĂLĂCEANU, C. :

Contribution to neuron cybernetics.

Automatica şi Electronica, **6** (1962) No. 6, p. 251—257

The authors investigate data transmission and processing by the neuron and the synapsis. Some neuronal mechanisms are explained and a logical diagram of the neuron is established. It is also shown that the neuron does not function digitally but analogically.

DC 621.317.443 : 538.248

GHELFAN, P. :

Induction magnetometer for determining small remanent magnetisation.

Automatica şi Electronica, **6** (1962) No. 6, p. 258—262

The article presents the principle and the electronic diagram of an induction magnetometer.

DC 621.396.61514.072.6 : 621.385.16

PASCARU, I. :

Frequency stabilisation in a klystron oscillator.

Automatica şi Electronica, **6** (1962) No. 6, p. 263—265

The author investigates in this article the stabilisation of frequency in a klystron oscillator used for an electronic paramagnetic resonance spectrograph. The phase stabilisation of an oscillator was used and the klystron's frequency was compared to the upper harmonic of a quartz oscillator.

DC 621.944—523.3

COJOCARU, E., CIOVICĂ, D. and IOSIPESCU, A. :

Automatic control equipment of a sheet iron rolling mill.

Automatica şi Electronica, **6** (1962) No. 6. p. 266—271

DC 621.375.001.57

TARNAVSCHI, V. S. :

The accuracy of operational amplifiers.

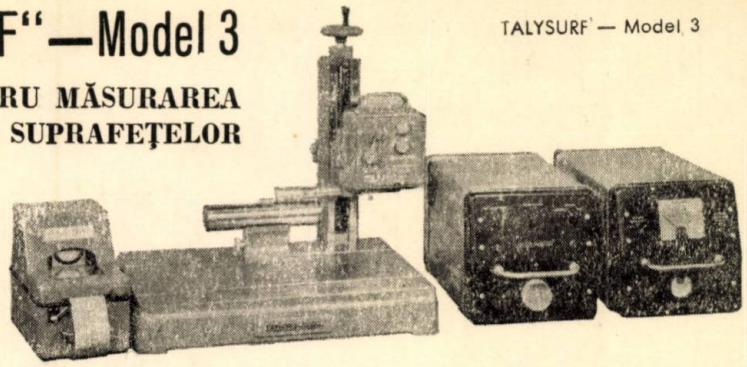
Automatica şi Electronica, **6** ,1962, No. 4, p. 272—277

This is a synthesis of the main problems raised by the estimation of the accuracy of operational amplifiers, trying to give a general view on the means improving their performances. The effects of the partial errors of component elements of the total error of the operational amplifier are comparatively pinced out by means of a few numerical examples.

TAYLOR-HOBSON

„TALYSURF" — Model 3

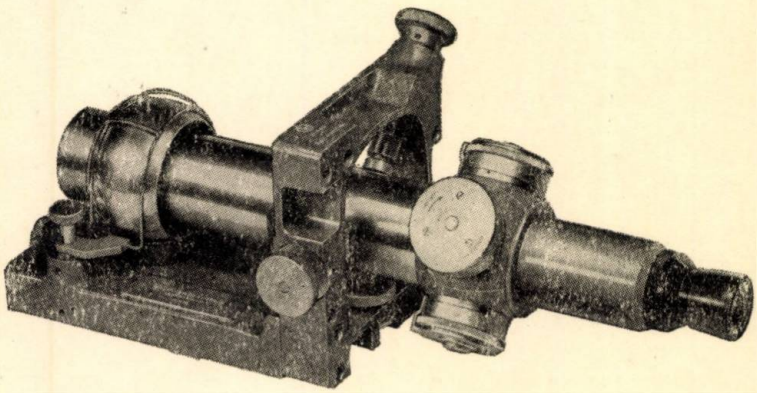
APARAT PENTRU MĂSURAREA RUGOZITĂȚII SUPRAFEȚELOR


TALYSURF — Model 3

Aparat electronic pentru măsurarea rugozității suprafețelor, pentru uzul serviciilor de control și laboratoarelor metrologice, cu măriri (normale la suprafață) în trepte de la 1 000 x la 50 000 x.
Profilul neregularităților suprafețelor este reprezentat de un grafic în coordonate rectangulare pe o hîrtie milimetrică.
La mărirea de 50 000 x, o diviziune pe grafic de 2 mm reprezintă 0,04 microni.
Valorile criteriilor de rugozitate (în sistemul de referință M) se pot determina pe o riglă gradată cu diviziuni de 5 microni.
Pentru aplicații speciale se recomandă o serie de accesorii.

LUNETA PENTRU ALINIAMENTE DE PRECIZIE

Luneta este un aparat de bază necesar pentru orice aplicație posibilă în domeniul aparaturii optice. Ea se folosește la determinarea cu înaltă precizie a liniei de referință pentru efectuarea sau verificarea alinîamentelor pentru controlul rectilinității, planității și plan — perpendicularității.



THE RANK ORGANISATION
RANK TAYLOR HOBSON DIVISION
STOUGHTON STREET · LEICESTER · ENGLAND

Luneta pentru aliniamente de precizie

MUNCITORI TEHNICIENI INGINERI —

Editura tehnică publică cărți tehnice în următoarele domenii ale tehnicii și științelor aplicate: metalurgie, construcții de mașini și utilaje, energetică, electrotehnică, automatică, electronică industrială, radio, televiziune, telecomunicații cu fir, chimie, industrie chimică, geologie, mine, petrol și gaze, construcții, materiale de construcții, instalații, industria lemnului, industrie ușoară, industrie alimentară, transporturi, matematică, fizică, dicționare-lexicoane, arhitectură.

Cărțile apărute în Editura tehnică se pot procura:

• DIN LIBRĂRIILE DE LA ORAȘE ȘI SATE;
• PRIN MAGAZINELE COOPERAȚIEI DE CONSUM;
• PRIN DIFUZORII DE CĂRȚI DIN ÎNTREPRINDERI ȘI INSTITUȚII;
• PRIN DIFUZORII DE CĂRȚI DIN COMUNE ȘI SATE.

PENTRU A CONTRIBUI LA ÎMBUNĂTĂȚIREA ACTIVITĂȚII EDITORIALE CU PRIVIRE LA LITERATURA TEHNICĂ, TRIMITEȚI OBSERVAȚIILE ȘI PROPUNERILE DVS. LA:

EDITURA TEHNICA

STR. ȘTIRBEI VODĂ Nr. 37
RAIONUL 16 FEBRUARIE
BUCUREȘTI